HZ BOOKS
华章教育

国外电子与电气工程技术丛书

PEARSON

电机、拖动及电力系统

（原书第6版）

[加拿大] 西多奥·威尔迪（Theodore Wildi）著
潘再平 杨莉 等译

Electrical Machines, Drives and Power Systems
Sixth Edition





机械工业出版社
China Machine Press

本书是电气工程领域的畅销教材，多方位地通过理论、实例分析为读者全面展示现代电力系统。主要包括电气工程中的电路原理、电机学、电力电子技术、电机控制、电力系统基础等课程的核心内容，分为四个部分：电气工程所需的电学、磁学、力学、热学及电路基本知识；直流电机、异步电机、同步电机及变压器等的基本原理；电力电子技术、直流电机与交流电机的电子控制等电气传动技术；最后涉及电力系统，包括新能源发电在内的各类发电厂、电能的传输与分配（包括直流输电）、电能的控制技术。本书适合作为电气类专业、非电气类专业人员学习或自学电气工程基础的教材与参考书。

本书新增内容

- 双馈感应电机的特性
- 脉宽调制技术
- 感应电机的直接转矩控制（DTC）
- 风能与风力机
- 轻型直流输电系统

每章末尾的习题分为初级、中级、高级和实际应用四类，并在本书的最后配有习题解答，但鼓励读者自己求解习题。 本书更具挑战性的习题请参见Theodore Wildi的个人网站（http://www.wildi-theo.com）。

作者简介

西多奥·威尔迪　1944年获得麦克吉尔大学电气工程专业的学士学位，1981年任哈佛大学的经济学访问学者，1983年任拉瓦勒大学电气工程系名誉教授，1986年获得拉瓦勒大学经济学硕士学位，他还曾是一家电子电气设备公司的创始人和总裁。1993~2002年，威尔迪教授任加拿大标准协会（CSA）的国际单位制（SI）技术委员会主席，他还是电气和电子工程师协会（IEEE）、美国工程教育学会（ASEE）和美国国家标准协会（ANSI）会员，拥有二十多项国际专利技术。



PEARSON
www.pearson.com

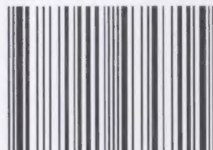
投稿热线：(010) 88379604
客服热线：(010) 88378991　88361066
购书热线：(010) 68326294　88379649　68995259

华章网站：www.hzbook.com
网上购书：www.china-pub.com
数字阅读：www.hzmedia.com.cn

封面设计·锡　彬

上架指导：电机拖动

ISBN 978-7-111-47471-5



定价：139.00元

国外电子与电气工程技术丛书

电机、拖动及电力系统

（原书第6版）

[加拿大] 西多奥·威尔迪（Theodore Wildi）著
潘再平 杨莉 等译

Electrical Machines, Drives and Power Systems
Sixth Edition




机械工业出版社
China Machine Press

图书在版编目（CIP）数据

电机、拖动及电力系统（原书第 6 版）/（加）威尔迪（Wildi，T.）著；潘再平，杨莉等译．—北京：机械工业出版社，2014.9
（国外电子与电气工程技术丛书）
书名原文：Electrical Machines, Drives and Power Systems，Sixth Edition

ISBN 978-7-111-47471-5

I. 电…　II. ①威…　②潘…　III. ①电机　②电力传动　③电力系统　IV. TM

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2014）第 199097 号

本书版权登记号：图字：01-2007-4202

本书理论联系实际，讲述了电机、拖动及电力系统的基本概念、原理等内容，有助于读者对电气工程技术进行全面的了解。本书分为四部分，共 31 章，内容涵盖电磁学、力学和热学的基础知识、直流发电机、直流电动机、同步发电机、同步电动机、单相电动机、各种变压器、感应电机、电气控制、电力电子技术、发电、输电、电能分配、谐波、PLC 等。

本书适合电气工程专业的师生和从事电气工程相关工作的人员阅读。

出版发行：机械工业出版社（北京市西城区百万庄大街 22 号　邮政编码：100037）
责任编辑：谢晓芳　　责任校对：董纪丽
印　　刷：北京诚信伟业印刷有限公司　　版　　次：2015 年 4 月第 1 版第 1 次印刷
开　　本：185mm×260mm　1/16　　印　　张：48
书　　号：ISBN 978-7-111-47471-5　　定　　价：139.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换
客服热线：（010）88378991　88361066　　投稿热线：（010）88379604
购书热线：（010）68326294　88379649　68995259　　读者信箱：hzjsj@hzbook.com

出版者的话

文艺复兴以来，源远流长的科学精神和逐步形成的学术规范，使西方国家在自然科学的各个领域取得了垄断性的优势；也正是这样的传统，使美国在信息技术发展的六十多年间名家辈出、独领风骚。在商业化的进程中，美国的产业界与教育界越来越紧密地结合，信息学科中的许多泰山北斗同时身处科研和教学的最前线，由此而产生的经典科学著作，不仅擘划了研究的范畴，还揭示了学术的源变，既遵循学术规范，又自有学者个性，其价值并不会因年月的流逝而减退。

近年，在全球信息化大潮的推动下，我国的信息产业发展迅猛，对专业人才的需求日益迫切。这对我国教育界和出版界都既是机遇，也是挑战；而专业教材的建设在教育战略上显得举足轻重。在我国信息技术发展时间较短的现状下，美国等发达国家在其信息科学发展的几十年间积淀和发展的经典教材仍有许多值得借鉴之处。因此，引进一批国外优秀教材将对我国教育事业的发展起到积极的推动作用，也是与世界接轨、建设真正的世界一流大学的必由之路。

机械工业出版社华章公司较早意识到“出版要为教育服务”。自 1998 年开始，我们就将工作重点放在了遴选、移译国外优秀教材上。经过多年的不懈努力，我们与 Pearson、McGraw-Hill、Elsevier、John Wiley & Sons、CRC、Springer 等世界著名出版公司建立了良好的合作关系，从他们现有的数百种教材中甄选出 Thomas L. Floyd、Charles K. Alexander、Behzad Razavi、John G. Proakis、Stephen Brown、Allan R. Hambley、Albert Malvino、Mark I. Montrose、David A. Johns 、Peter Wilson 、H. Vincent Poor、Dikshitulu K. Kalluri 、Bhag Singh Guru、Stephane Mallat 等大师名家的经典教材，以“国外电子与电气工程技术丛书”为总称出版，供读者学习、研究及珍藏。这些书籍在读者中树立了良好的口碑，并被许多高校采用为正式教材和参考书籍。其影印版“经典原版书库”作为姊妹篇也越来越多地被实施双语教学的学校所采用。

权威的作者、经典的教材、一流的译者、严格的审校、精细的编辑，这些因素使我们的图书有了质量的保证。随着电气与电子信息学科建设的不断完善和教材改革的逐渐深化，教育界对国外电气与电子信息教材的需求和应用都将步入一个新的阶段，我们的目标是尽善尽美，而反馈的意见正是我们达到这一终极目标的重要帮助。华章公司欢迎老师和读者对我们的工作提出建议或给予指正，我们的联系方法如下：

华章网站：www. hzbook. com

电子邮件：hzjsj@hzbook. com

联系电话：(010) 88379604

联系地址：北京市西城区百万庄南街 1 号

邮政编码：100037



华章教育

华章科技图书出版中心

译者序

本书是 Theodore Wildi 教授于 1981 年所著、极为畅销的电气工程领域的教材，本译本是 2006 年出版的该书第 6 版。

本教材内容全面，涵盖了电气工程中的电路原理、电机学、电力电子技术、电机控制、电力系统基础等课程的主要内容。教材共分四部分，第一部分介绍了电气工程所需的电学、磁学、力学、热学及电路基本知识；第二部分介绍了直流电机、异步电机、同步电机及变压器等的基本原理；第三部分涉及电气传动技术，介绍了电力电子技术、直流电机与交流电机的电子控制；第四部分的内容为电力系统，介绍了包括新能源发电在内的各类发电厂、电能的传输与分配（包括直流输电）、电能的控制技术等。

译者在浙江大学为弱电类专业的本科生开设过一门电气驱动类的综合性的课程，该课程综合了电机学、微特电机、低压电器及控制、电力电子技术、电机控制等课程的内容，通过有限的教学时数使弱电类专业学生能掌握电气学科的基础知识，鉴于当时国内没有合适的教材，还专门编写出版了《电气控制技术基础》教材来满足教学要求。本书对电气工程的涉及面更广，也有深度，是一本内容完整、描述清楚、便于自学的好教材，非常适合作为电气类专业、非电气类专业学习电气工程基础的教材与参考书。

本书的翻译工作量大，历经数年。其中 24～31 章由杨莉、王晶老师合作翻译，潘再平翻译了全书的其余部分。感谢浙江大学电机系部分研究生与本科生（由于人数较多，不一一列出名单），他们为本书的翻译工作付出了辛勤的劳动，不少章节的初步翻译工作是由他们完成的。感谢机械工业出版社的各位编辑，他们对译稿进行了认真、一丝不苟的编辑工作。

由于译者水平所限，译文中难免有不妥或疏漏之处，恳请读者提出批评及宝贵意见。

潘再平

前　言

在准备本书第 6 版时，我想将一些对电力系统有较大影响的新内容介绍给大家，其中有以下 5 部分内容。

- 第 13 章、12.23～12.26 节介绍了双馈感应电机的原理与特性。该电机的调速可通过在定子加固定频率交流电，而在转子通入可变频率交流电来实现，故名为“双馈”。双馈电机原来用作变速电动机来驱动大型水泵等负载，现在，该电机在风力发电中作为双馈发电动机使用。由于风力发电的重要性，有必要在本书中介绍这种特殊的电机。
- 第 21 章、21.45～21.51 节对 PWM 的相关内容作了重要的修改，增加了新的内容及图片。
- 第 23 章介绍了几种电动机调速的电子控制方法。23.31～23.40 节特别介绍了直接转矩控制（DTC）方法，与应用 PWM 及矢量控制方法不用，DTC 使用了砰-砰控制法，其对速度及转矩的控制与其他方法不同，该章根据感应电机原理，对此做了直观的分析。
- 第 24 章、24.28～24.35 节讨论了风能、风力发电。分析了几种各具特点的风力发电方法。
- 第 28 章、28.20～28.24 节介绍了轻型直流输电方案，随着 IGBT 的功率容量的提高，可在直流输电装置中使用 IGBT 将电能输向远端。故数十兆瓦容量的变流器可应用高频的 PWM 技术，使滤波器的体积大大下降，更重要的是变流器可根据需要吸收或发出无功功率。

本书第 6 版的教师手册有了重要变化，题解由手写版改为电脑排版，使之便于阅读。另外，相关信息及工程应用（包括题解）公布在 Theodore Wildi Web（http://www.wildi-theo.com）上。

本书第 6 版中新的内容大约有 50 页，这些新内容与原书已有的数百页中的内容相关。以单独写书介绍风力发电为例，需 200 页左右的篇幅描述感应电机原理、电力电子技术、速度调节等内容。而本书的完整的知识体系，使得介绍新技术时无需对基础知识作重新讲解，也帮助读者了解这些知识是如何贯穿在一起的。

技术发展综述

本书的更新着眼于计算机技术在工业控制及自动化中的应用。通过计算机可以模拟继电器及其触点，计算机控制的通/断控制可通过键盘编程的虚拟继电器及其触点来取消硬件的布置及连线。借助于互联网，可将可编程序逻辑控制器（PLC）与整个工业制造过程结合起来，从而将管理、销售、采购及消费满意度有机地结合。

电力电子技术已广泛应用于电气传动领域，传动系统不仅仅具有直流电动机或交流电动机，而且包括相应的电子控制器。即“驱动”一词涉及电动机及其驱动器，且能控制电动机的转矩与速度。在教学中应充分注意上述变化。

技术发展涵盖以下内容：1）大容量电力电子器件的发展，如绝缘栅极双极型晶体管（IGBT）的工作

频率可达到 20kHz，而晶闸管、门极可关断晶闸管（GTO）的容量可达到数千安电流，电压也达到 5kV。2）另一重要的因素是微处理器计算能力的提高，它能以惊人的速度进行信号的实时处理。

高开关频率的 IGBT 使脉宽调制（PWM）技术可应用于变流器，实现对感应电动机的转矩和速度控制。

多数工业驱动系统的容量范围为分马力至 500 马力，该容量范围的电动机驱动器中的功率器件可使用 IGBT。使用 IGBT 的驱动器具有低维护成本、高效、更高的生产率等特点，这促进了电动机驱动器的更新换代。因此，在动态性能要求较高的场合，维护方便的交流调速系统也在取代直流调速系统。

变流器技术的快速发展影响了工业、商业活动的各个环节，应用这些新技术，电梯、电动机车、电驱动舰船、伺服机构、加热系统、通风系统、空调系统、风扇、压缩机及大量的工业生产流水线等装置或系统得到了提升。

相对稳定 50 余年的输电、配电系统也受此影响发生了变化。如同步调相机、变频机组等大型旋转电机已被完全没有旋转部件的固态变流器所取代。

大功率静态开关、晶闸管可控电容器、可进行相位补偿的变流器等装置随着相关技术的发展而出现。新的电力潮流控制方法，FACTS（Flexible AC Transmission System）可使输配电系统能传输更大的功率，以满足日益增长的电力需求。由于变流器的反应速度很快，它可以稳定受到外界干扰的电网。

一个很重要的事实是：所有这些技术发展都基于共同的基础。换句话说，使用在电动机驱动系统中的变流器与在电力系统潮流控制中应用的变流器是相似的。这样，本书所有内容都前后连贯起来，方便了使用电机、驱动与电力系统教材的老师与学生。

一些重要章节的简述

第 2 章介绍了如何列写电路方程。大多数学生知道如何求解这些方程，但却在列写方程时遇到困难。作者介绍了易于掌握的 AC/DC 电路求解过程，读者可由此受益。

第 11 章介绍特殊变压器，其中包括高频变压器。高频变压器与变流器的高频化紧密相关，该变压器的体积随频率升高而下降。

第 16 章介绍同步发电机，该发电机体积增大时，效率及单位体积输出功率会增大。这个概念有助于设计此类发电机。

第 18 章介绍单相感应电动机的等效电路，该电路是依据三相感应电动机近似后得到的。

第 21 章介绍电力电子技术，讨论变流器、PWM 技术等，如何使 IGBT 变流电路产生任意频率、任意波形的输出电能的方法。

第 23 章介绍交流电动机的电子控制，包括变速运行时感应电机特性、PWM 驱动器、磁通矢量控制等内容。

第 29 章介绍电力传输、分配的固态控制器，解释电力传输中的电子控制技术，讨论了与电能质量相关的暂降、暂升、谐波、电压下降等概念。改善电力质量的电子控制方法对电力系统的重要性日益加强。

第 30 章讨论谐波，介绍谐波如何影响电容、电感、电缆、变压器的性能，影响电力系统的质量。该章以简单的语言说明谐波是怎样产生的，又是如何消除的。

本书读者对象

本书讨论的内容所需的基础知识为电路理论、代数及三角学等。

本书写作时对复杂问题进行了易于理解的处理，故适用各种类型的读者。它即适合大专院校 2 年制的电类学科，由于其涉及面很广，也适合 4 年制的相关学科。许多学校将此书作为电力系统课程的教材。工业实践环节的指导老师也可在该书中找到许多可直接应用于实验室或电气工业中的相关信息。该书也可应用于继续教育，书中的众多样例方便自学。

每章结尾的习题分为 3 个层次：初级、中级和高级。为方便读者解题，在书的后面附有题解。读者也可在书后的参考文献（包括图书、论文、网站等）中找到更进一步的信息。

快速浏览本书，可发现书中照片的重要性。通过图表和图片，可展示各装置、系统的结构及使用场合。不少学生可能从未去过相关工厂，未近距离观察过输配电系统，但照片可帮助他们了解这些装置、电机等。

通过 31 章的内容，读者可了解如何将不同的概念结合在一起，如同步电动机的术语及功率方程与输电线的类似。而与输电线相关的无功功率是变流器中的重要概念。因此，在某一方面得到的知识可应用到另外场合。其结果是：对电机、驱动与电力系统的学习将成为充满挑战、发人深省的体验。

为了表达实际的电机和电力系统，应该关注转动惯量、材料的物理极限及由于发热引起的问题，这涉及多学科研究领域。总之，本书采用理论、实际及多学科分析来帮助读者对电气工程技术作全面的了解，使各位掌握更多的相关知识从而具有更多的就业机会。

最后，对本书的使用作一下说明：电力工业，尤其在快速功率半导体器件方面在过去 10 年中得到了快速发展。电机、驱动及电力系统的更新换代需要时间，在此期间，本书涉及的相关技术不会有较大的变化。因此，本书第 6 版将会使用较长一段时间。

致谢

作者深深感谢对本书第 6 版以及前几版的写作做出贡献的以下人士：

教授及审核者：Robert T. H. Alden, Professor Emeritus, McMaster University; Ramon E. Ariza, Delgado Community College; Fred E. Eberlin, Educational Consultant; David Krispinsky. Rochester Institute of Technology; Athulu Kulatunga, Southeast Missouri State University; Rick Miller, Ferrls State University; M. H. Nehir, Montana State University; Martin M. Peros, Seneca College; James E. Roach, Bob Jones University; Chandra Sekhur. Purdue University; Gerald Sevigny, Southern Maine Technical College; Philippe Viarouge and Hoang Le-Huy, Laval University; Stacy Wilson, Western Kentucky University; and Thomas Young, Rochester Institute of Technology.

特别感谢对本书提出非常有价值建议的 Scott Norr（University of Minnesota-Duluth）和 Andrzej Trzynadlowski（University of Nebraska-Reno）。

商业、工程界及相关学会人士：Gilbert Sybille of Hydro-Quebec Power System Simulation Laboratory (IREQ), André Duponl, Raj Kapila, G. Linhofer, and Katherine Sahapoglu of ABB; Roger Bullock, Gerry Goyette, Jim McCormick, James Nanney, Darryl J. Van Son, and Roddy Yates of Baldor Electric Company;

Jacques Bédard, Guy Goupil, and Michel Lessard of Lab-Volt Ltd. ; Richard B. Dubé of General Eleclric Company; Abdel-Aty Edric and Ashock Sundaram of Eleclric Power Research Institute; Nell H. Woodley of Weslinghouse Electric Corporalion; Maurice Larabie, Jean-Louis Matin, and Bernard Oegema of Schneider Canada; Carl Tobie of Edison Electric Institute; Damiano Esposilo and Vance E. Gulliksen of Carnival Cruise Lines; Scott Lindsay of Daiya Control Systems; Louis Bélisle and Jean Lamontagne of Lumen; Benoit Arsenault and Les Halmos of Allen Bradley.

我也在这里感谢出版商 Charles E. Stewart，Jr，Prentice Hall 公司的副主编 Mayda Bosco，及高级编辑 Alexandrina B. Wolf，感谢他们对本书出版的各种帮助。

感谢我的儿子，Karl，他对本书的最新版本的文字处理付出了辛勤的劳动。

感谢我的妻子，Rachel，我在假期忙于写作、咨询及教学时，她一直支持我的工作。

许多教师、学生、工程师、技术人员通过 wildi@wildi-theo. com 邮箱提出了问题和建议，非常感谢！希望大家继续关心本书。

Theodore Wildi

目录

第二部分　电机与变压器

第三部分 电气传动

第四部分 电力系统



第一部分

基础知识

第1章 单 位

1.0 引言

单位在日常生活中起着重要作用。实际上，任何看到、感受到的事物，任何买卖的东西都是用单位来衡量和比较的。我们对于这些单位量是那么熟悉，以至于觉得它们很自然，很少会去想它们是怎么得来的，为什么给它们指定这个单位值。

几百年前用 36 个大麦粒首尾相连排列的长度来定义一英尺，而用国王埃德加的鼻子到他伸展的手端的长度来定义一码。

从那以后，我们在定义出更精确的单位的过程中走了很长的一段路。现在的大部分单位都是基于大自然的物理规律而设定的，由于其有不变性和可重现性的优点。因此，尺和码是用通过光速来计算定义的，时间是通过原子振动的持续时间来定义的。测量标准的提高和科技的进步是息息相关的，它们也是互相依存的。

虽然基本标准各国是统一的，但单位的日常应用远未统一。例如，在测量长度时有些人使用英尺和码，而有些人使用毫米和米。天文学家运用秒差距，物理学家用埃，另外一些人员仍在使用杆和测链。但是这些长度单位可以达到很高的精确度，因为现在长度的标准是用光速来衡量的。

这些基准使同一个测量单位在不同国家或不同专业得以互相比较。长度、质量、时间等标准单位将当今使用的各种单位联系起来。

1.1 单位制

多年来已制定各种单位制以满足商业、工业以及科学的需求。一个单位制可表述为其各单位之间有数值联系，而且常常是整数关系。如在英制中，英寸、英尺、码都是彼此相关的，由 12、3、36 这几个数联系起来。

在公制中也存在类似的相关性，只不过那些单位是由 10 的倍数联系起来的。因此，厘米、米、千米是由 100、1000、100 000 这几个数联系起来的。所以从米换算到厘米比从码换算到英尺方便，这也是公制的优点之一。[⊖]

公制在当今被认定为国际单位制，SI 是它的缩写。SI 是在 1960 年召开的第 11 届度量衡大会上被正式确定的，那届大会的主题是“国际单位制”。

1.2 国际单位制

国际单位制（SI）被大多数国家所采用，但它并没有消除其他先前被使用的单位。就像建立了良好的生活习惯一样，那些单位变成我们生活的一部分，不能马上改变它。一夜之间从码到米，以及从盎司到克的转换并不是容易的。这是很自然的，因为长期使用一种单位使我们对事物的质量、规模以及它们怎样与物质世界联系有了自己的认识和理解。

然而，SI 变得越来越重要（尤其是在电气和机械领域），使得我们应该了解单位制基本内容，从而，能用简单的方法从一个单位系统换算到另一个单位系统。在这方面，附录列出的转换图表是非常有用的。

⊖ 长度单位被叫做米（meter）或公尺（metre）；在加拿大官方叫法就是公尺（metre）。

SI 具有很多其他单位系统没有的明显的优点：

1. 这是一个十进制系统；
2. 它包含了工业和商业中很多常用的单位，例如伏特、安培、千克以及瓦特；
3. 这是一个连贯系统，在电、机以及热之间有着非常简洁明了的联系；
4. 它可以被科学研究者、技术员、工程师以及外行者使用，能把理论与实践联系起来。

尽管有这些优点，但 SI 并不是万能的。在特殊领域如原子物理学，以及甚至在每天的工作中，其他单位制可能会更方便些。所以我们测量平面角时用度这个单位，尽管在 SI 中角的单位是弧度。而且，我们将继续使用天和小时来计算时间，尽管在 SI 中是用秒计时。

1.3 基本单位和导出单位

国际单位制由 7 个基本单位组成（如表 1-1 所示）。

表 1-1 基本单位

量	单位	符号	量	单位	符号
长度	米	m	热力学温度	开尔文	K
质量	千克	kg	发光强度	坎德拉	cd
时间	秒	s	物质的量	摩尔	mol
电流	安培	A			

从这些基本单位我们可以导出其他一些诸如面积、功率、力、磁通量等单位。能导出的单位在数量上没有限制，有些单位使用频繁从而给它们取了特殊的名字。因此，对于压强单位用更简单的帕斯卡取代原来的牛顿/平方米。一些有特殊名字的导出单位量列在表 1-2 中。

表 1-2 导出单位

量	单位	符号	量	单位	符号
电容	法拉	F	电感	亨利	H
电荷	库仑	C	光通量	流明	lm
电导	西门子	S	磁通量	韦伯	Wb
电位	伏特	V	磁通密度	特斯拉	T
电阻	欧姆	Ω	平面角	弧度	rad
能量	焦耳	J	功率	瓦特	W
力	牛顿	N	压强	帕斯卡	Pa
频率	赫兹	Hz	立体角	球面度	sr
光照度	勒克斯	lx			

1.4 基本单位的定义

以下 SI 基本单位的定义证明了其精确性。下面的楷体字部分是解释，而并不属于定义的部分。

米（m）是光在真空中行进 299 792 458 分之一秒所走的路程。

在 1983 年，光的速度被精确到 299 792 458m/s。

千克（kg）是质量的单位；它相当国际千克原器的质量。

国际千克原器是一个特殊的铂铱合金圆柱体，它被保存在法国塞勒弗国际计量局的一个容器里。它的复制品在世界各地重要的标准实验室中都可以找到。这个铂铱合金（90% 的铂和 10% 的铱）高 4cm，直径为 4cm。

秒（s）的定义是铯 133 原子基态的两个超精细能级之间跃迁所对应辐射的 9 192 631 770 个周期所持续的时间。

将石英晶体振荡器调谐到铯原子的共振频率，可以产生一个高精度和稳定的频率。

安培（A）的定义是在真空中两个相距 1m 的平行无限长导体中（它们的横截面积可以忽略）通入一个恒定的电流，在它们之间产生每米 2×10^{-7} 牛的力，该电流的大小就是 1A。

热力学温度开尔文（K）定义为水的三相点热力学温度的 1/273.16。

纯净水在疏散电池中冷却直到冰开始形成。冰、水、水汽共存的温度定义为水的三相点温度，它的大小是 273.16K。三相点温度相当于 0.01℃。因此 0℃就相当于 273.15K。

坎德拉（cd）表示一光源在给定方向上的发光强度，该光源所发出的单色辐射频率为 540×10^{12} Hz，以及在那个方向的辐射功率为（1/683）W/sr。

摩尔（mol）表示构成一系统中基本物质的数量，相当于 0.012kg 碳 12 原子的数量。

注意：*当使用摩尔时，必须指定基本物质的类型，可以是原子、分子、离子、电子以及其他物质或这些物质的特定组合。*

1.5 导出单位的定义

一些比较重要的导出单位的定义如下。

库仑（C）是 1 安培电流 1 秒钟传输的电量大小（因此 1 库仑＝1 安培×秒）。

摄氏度（℃）相当于开尔文，用符号（t）表示。它与开尔文的换算关系表示为 $t=T-T_0$，T 表示热力学温度，$T_0=372.15$K。

法拉（F）的定义：如果平行板电容器两极分别带有 1 库仑的异号电荷，其两极板间电位差为 1 伏特，则其电容定义为 1 法拉（1 法＝1 库仑/伏）。

亨利（H）的定义：一个闭合电路中的电流以 1 安培/秒的速率均匀变化时，如果因自感而在电路中产生 1 伏的电压，则其自感定义为 1 亨利（因此 1 亨＝1 伏×秒/安）。

赫兹（Hz）是在一秒钟之内周期性发生的现象的频率。

焦耳（J）是 1 牛顿力的作用点在力的方向移动 1 米距离所做的功（因此 1 焦＝1 牛×米）。

牛顿（N）定义为给质量为 1 千克的物体一个大小为 1 米/秒^2 的加速度所需要的力（因此 1 牛＝1 千克×米/秒的平方）。

虽然牛顿是以质量和加速度的形式定义的，但它也适用于固定的对象和其他涉及力的应用的地方。

欧姆（Ω）定义为在一个导体两端加上 1 伏的电压，则这两端产生 1 安培的电流时这个导体的电阻，此时这个导体本身不是任何电源（因此 1 欧＝1 伏/安）。

帕斯卡（Pa）为压强单位或 1 牛/平方米的压力。

弧度（rad）为平面角的单位，它表示为顶点在圆心，弧长等于该圆的半径对应的角。

西门子（S）为电导的单位，它是欧姆的倒数（西门子以前称姆欧）。

球面度（sr）为立体角的单位，它表示为顶点在球心，在球的表面切割等于球半径平方的面积的立体角。

特斯拉（T）为磁通密度的单位，相当于 1 韦伯/平方米。

伏特（V）定义为一段导体两端的电势差，当给这段导体通 1 安的恒电流时，在这段导体两端消耗的功率为 1 瓦（因此 1 伏＝1 瓦/安）。

瓦特（W）定义为这样一个功率，它每秒产生 1 焦耳的能量（因此 1 瓦＝1 焦/秒）。

韦伯（Wb）的定义为：令通过单匝线圈的磁通量在 1 秒钟内均匀地减小到零，如果在该线圈中激发产生的感应电动势为 1 伏特，则原来通过该线圈的磁通量为 1 韦伯（因此

1韦伯=1秒×伏)。

1.6 倍数单位和分数单位

倍数和分数单位由加在国际单位前的适当的词头和国际单位一起构成。这些词头(如千、兆、纳以及厘)代表在单位前乘以相应的系数值,具体列在表1-3中。例如:

1千安=1000安,1纳秒=10^{-9}秒,1兆瓦=10^6瓦。

表1-3 倍数单位和分数单位的词头

乘数	指数形式	前缀	SI符号
1 000 000 000 000 000 000 000 000	10^{24}	尧(它)	Y
1 000 000 000 000 000 000 000	10^{21}	泽(它)	Z
1 000 000 000 000 000 000	10^{18}	艾(可萨)	E
1 000 000 000 000 000	10^{15}	拍(它)	P
1 000 000 000 000	10^{12}	太(拉)	T
1 000 000 000	10^9	吉(伽)	G
1 000 000	10^6	兆	M
1000	10^3	千	k
100	10^2	百	h
10	10^1	十	da
0.1	10^{-1}	分	d
0.01	10^{-2}	厘	c
0.001	10^{-3}	毫	m
0.000 001	10^{-6}	微	μ
0.000 000 001	10^{-9}	纳(诺)	n
0.000 000 000 001	10^{-12}	皮(可)	p
0.000 000 000 000 001	10^{-15}	飞(母托)	f
0.000 000 000 000 000 001	10^{-18}	阿(托)	a
0.000 000 000 000 000 000 001	10^{-21}	仄(普托)	z
0.000 000 000 000 000 000 000 001	10^{-24}	幺(科托)	y

1.7 常用单位

表1-4、表1-5和表1-6列出了一些经常使用的单位,涉及力学、热力学以及电学。它们包含特殊的标注,方便于那些对国际单位制不太熟悉的读者阅读。

表1-4 在力学中的常用单位

量	国际标准单位	符号	量	国际标准单位	符号
角	弧度①	rad	压强	帕斯卡④	Pa
面积	平方米②	m^2	速度	米/秒	m/s
能量(功)	焦耳	J	角速度	弧度/秒⑤	rad/s
力	牛顿③	N	转矩	牛·米	N·m
长度	米	m	体积	立方米	m^3
质量	千克	kg	体积	升⑥	L
功率	瓦特	W			

①虽然弧度是表示角度的国际标准单位,但我们在这本书中几乎用度来表示角的大小(1rad≈57.3°)。

②在大多数国家,包括加拿大(以及美国的一些地区),表示米用metre,而不是meter。

③牛顿是非常小的力,大概只有按门铃那么大的力。

④帕斯卡是一个非常小的压强,大概只有1牛/米²。

⑤在本书中我们用转每分(r/min)来表示角速度(1rad/s=9.55r/min)。

⑥通常用来表示液体和气体体积的单位,英文拼写为liter或者litre,在加拿大的官方拼写为litre。

表 1-5 在热力学中的常用单位

量	国际标准单位	符号
热量	焦耳	J
热能	瓦特	W
比热容	焦/（千克×开尔文）[①]	J/(kg·K) 或 J/(kg·℃)
温度	开尔文[②]	K
温差	开尔文或摄氏度[①]	K 或℃
导热性	瓦/（米×开尔文）[①]	W/(m·K) 或 W/(m·℃)

①温度相差 1K 等效于温度相差 1℃。摄氏度℃是国际制单位认可的，在日常计算中，它常常取代开尔文。

②在热力学中，绝对温度都是用开尔文表示的。另一方面，物体温度通常用摄氏度℃表示。绝对温度转化为摄氏温度可用公式 $T=t+273.15$ 表示。

表 1-6 在电磁学中的常用单位

量	国际标准单位	符号	量	国际标准单位	符号
电容	法拉	F	功率	瓦特	W
电导	西门子[①]	S	电阻	欧姆	Ω
电量	库仑	C	电阻率	欧×米	Ω·m
电流	安培	A	磁场强度	安/米[③]	A/m
电能	焦耳	J	磁通量	韦伯	Wb
频率	赫兹[②]	Hz	磁通密度	特斯拉[④]	T
电感	亨利	H	磁动势	安[⑤]	A
电势差	伏特	V			

①以前叫姆欧。

②1Hz=1 周期/秒。

③1A/m=1 安匝/米。

④$1T=1Wb/m^2$。

⑤以前叫的安匝现在统称为安：1A=1 安匝。

1.8 换算表及其用处

通过标准换算表我们可以把不熟悉的单位转换为熟悉的单位。但这确实是一个严格的计算过程，应避免换算出错。

附录中的换算表减轻了我们的麻烦，它通过单位在图中的位置来表示它们的相互关系。最大的单位处在顶端，最小的单位在底部，中间的单位处在它们之间。

这些单位由箭头连接，每个单位都标有一个数值。该数值大小是大的单位相对于小的单位的比率，因此每个数值都比单位值要大。箭头总是由大的单位指向小的单位。

在图 1-1 中，例如，5 个长度单位：英里、米、码、英寸以及毫米依次呈降序排列，它们之间由指向较小单位的箭头联系。数值表示连接的单位间的大小关系：码比英寸大 36 倍，而英寸比毫米大 25.4 倍，等等。因此我们可用如下简单的方法从一种单位换算到另一种单位。

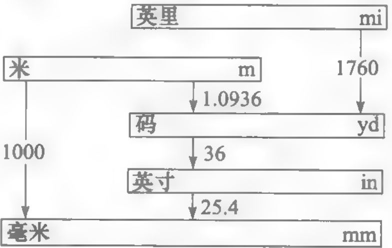


图 1-1 长度单位换算表

换算表经许可改编和转载(Copyright © 1991,1995 by Sperika Enterprises Ltd. All rights reserved. Drawn from "Metric Units and Conversion Charts" by Theodore Wildi. IEEE Press, Piscataway, NJ, 08855-1331.)

假设我们要将码转换为毫米。从码在图 1-1 的位置开始，我们要向下移两个箭头（36 和 25.4）直到来到毫米的位置。

相反地，如果我们要从毫米转换到码，我们就从毫米的位置开始，向上逆着移两个箭头直到来到码的位置。在做换算时我们应用如下准则。

1）如果在转换单位时，我们沿着箭头的方向移动，则运算时我们就把遇到的相应数值相乘。

2）相反地，如果逆着箭头方向移动，则除以相应的数值。

因为箭头是向下指的，这就意味着当沿着表向下移时做乘法，向上移时做除法。值得注意的是，我们可以选择想要的任何路径，最后转换的结果都是一样的。

标有国际单位的长方形向表的左侧延伸是为了区别其他的单位。每个长方形上都标有单位的符号以及单位的全称。

例 1-1 把 2.5 码转化为用毫米表示。

解 从码开始向毫米方向移动（见图 1-1），我们是顺着箭头向下移动。因此必须乘上箭头上的数字：

$$2.5\text{yd} = 2.5 \times 36 \times 25.4\text{millimeter} = 2286\text{mm}$$ ◀

例 1-2 把 2000 米用英里单位表示。

解 从米的位置开始，先沿着箭头向下，再向上移。最后可得到：

$$2000\text{m} = 2000 \times 1.0936 \div 1760\text{miles} = \frac{2000 \times 1.0936}{1760} = 1.24\text{mi}$$ ◀

例 1-3 把 777 卡路里转化为千瓦时表示。

解 参考关于能量的换算表（见图 1-2），从卡路里移动到千瓦时，先沿着箭头（4.184）下移然后再一路往上（沿着箭头 1000，1000，3.6）直到千瓦时。按照这个换算准则，可得到：

$$\begin{aligned}777\text{ 卡路里} &= 777 \times 4.184 \div 1000 \div 1000 \div 3.6 \\ &= 9.03 \times 10^{-4}\text{kW}\cdot\text{h}\end{aligned}$$ ◀

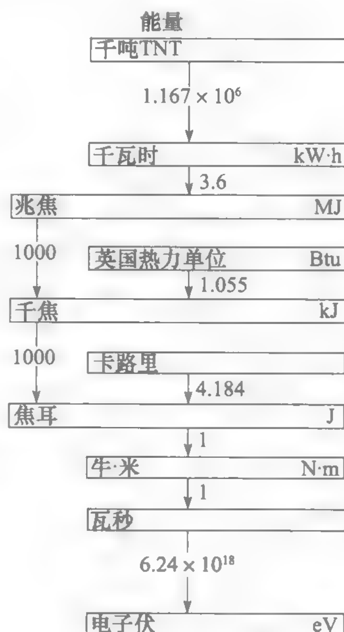


图 1-2 能量换算表

见例 1-3（换算表经许可改编和转载，Copyright © 1991，1995 by Sperika Enterprises Ltd. All rights reserved. Drawn from “Metric Units and Conversion Charts” by Theodore Wildi. IEEE Press，Piscataway，NJ，08855-1331.）

1.9 测量中的标幺值系统

国际单位制就是为了让人们准确确定各个量的大小。所以质量单位用千克表示，功率用瓦特表示，电位用伏特表示。实际上，经常可以通过相同事物的比较获得对它们大小更好的认识。因此，可以使用单位体系，通过与指定量的比较确定其他相对量的大小，这个就是标幺值方法。

例如，假设在纽约成年人的平均体重是 130 磅。将这个数值作为基数，我们可以将任何个人的重量用与这个基数的比值表示。因此一个重 160 磅的人，他的体重用标幺值表示为 160lb/130lb=1.23。而另一个重 115 磅的人体重用标幺值表示为 115lb/130lb=0.88。

这个标幺值表示的测量值使被测量量有一个很简单的单位，这个系统称为标幺值系统。因此，参照上面的例子，如果一个橄榄球运动员的标幺体重为 1.7，则知道他的体重远大于平均值。而且，他的准确体重为 1.7×130=221lb。

注意，无论什么时候给出的标幺值，它们总是纯数字。所以说某个橄榄球运动员的体重是 1.7lb 是非常可笑的。而应表述为当基准体重是 130lb 时，他的体重标幺值是 1.7。

一般地，一个标幺值系统包括一个或多个基准值，以便其他量与它们比较。在本书中，选择电压、电流、功率、转矩和阻抗等量作为基准值。

1.10 一个基准量的标幺值系统

如果只选择一个量作为基准值，则称为单基值标幺值系统。这个基值单位可能是功

率、电压、电流或者速度。例如，假设三台电动机的额定功率分别为 25hp、40hp 和 150hp。将基值选定为 P_B=50hp，则相应的标幺值为 25hp/50hp=0.5，40hp/50hp=0.8 以及 150hp/50hp=3。因此，在这个标幺值为 50hp 的系统中，三台电动机的额定功率分别为 0.5、0.8 以及 3pu。

当然，也可以选 15hp 为基准值。在这种情况下各自的标幺值为 25hp/15hp=1.67，40hp/15hp=2.67 以及 150hp/15hp=10。

因此知道基准值的大小也很重要。如果不知道这个值，则相关量的准确值我们也计算不出来。

标幺值的方法也适用于阻抗计算中。例如，图 1-3 中的电路，既包括几个电阻，又包括电容和电感。如采用 1500Ω 作为阻抗的基准值，则图 1-3 中各阻抗的标幺值如下所示：

$$R_1(\text{pu}) = \frac{3500\Omega}{1500\Omega} = 2.33$$

$$R_2(\text{pu}) = \frac{450\Omega}{1500\Omega} = 0.30$$

$$X_L(\text{pu}) = \frac{4800\Omega}{1500\Omega} = 3.2$$

$$X_C(\text{pu}) = \frac{3000\Omega}{1500\Omega} = 2$$

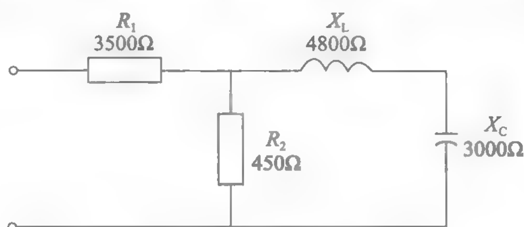


图 1-3 典型的电路

标幺值电路（见图 1-4）与原电路有相同的电路元件，但现在的阻抗大小用标幺值的形式表示出来。我们可以像其他电路一样解这个电路。例如，如果用向量表示法，这个标幺值电路如图 1-5 所示。

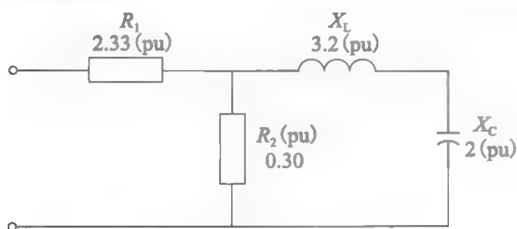


图 1-4 标幺值电路

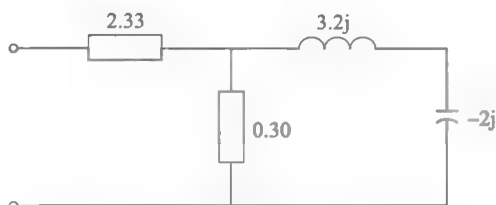


图 1-5 带 j 的向量表示标幺值电路

1.11 两个基准量的标幺值系统

在电工学中，使用两个基准量可使标幺值系统变得更有效。这两个量一般是基准电压 E_B 及基准功率 P_B。比如，可以选基准电压为 4kV，基准功率为 500kW。

这两个基准值的选取是相互独立的。

电压/功率基准系统的一个非常有意义的特点是它们也同时确立了相应的电流和阻抗基准值。因此基准电流 I_B 为

$$I_B = \frac{\text{基准功率}}{\text{基准电压}} = \frac{P_B}{E_B}$$

则基准阻抗 Z_B 为

$$Z_B = \frac{\text{基准电压}}{\text{基准电流}} = \frac{E_B}{I_B}$$

例如，如果基准电压取 4kV，基准功功率取 500kW，则基准电流为

$$I_B = P_B/E_B = 500\,000/4000 = 125\text{A}$$

基准阻抗为

$$Z_B = E_B/I_B = 4000\text{V}/125\text{A} = 32\Omega$$

实际上，在选择电压/功率标幺值系统时也获得了基准电流和基准阻抗。因此，这个所谓的两基准量标幺值系统实际上是一个四基准量标幺值系统。

通过学习以下两个例子，可使读者明白这个结论的重要性。基准值如上面选的一样：

$$E_B = 4\text{kV} \qquad I_B = 125\text{A}$$

$$P_B = 500\text{kW} \qquad Z_B = 32\Omega$$

例 1-4 一个 400Ω 的电阻通以 60A 的电流。用以上基准值，计算：

a. 电阻的标幺值；

b. 电流的标幺值；

c. 电阻上电压的标幺值；

d. 电阻消耗的功率标幺值；

e. 电阻上的电压值和消耗的功率值。

解 a. 电阻的标幺值为：

$$R(\text{pu}) = 400\Omega/32\Omega = 12.5$$

b. 电流的标幺值为：

$$I(\text{pu}) = 60\text{A}/125\text{A} = 0.48$$

c. 电阻上电压的标幺值为：

$$E(\text{pu}) = I(\text{pu}) \times R(\text{pu}) = 0.48 \times 12.5 = 6$$

d. 功率的标幺值为：

$$P(\text{pu}) = E(\text{pu}) \times I(\text{pu}) = 6 \times 0.48 = 2.88$$

e. 电阻上的实际电压为：

$$E = E_B \times E(\text{pu}) = 4\text{kV} \times 6 = 24\text{kV}$$

电阻上消耗的实际功率为：

$$P = P_B \times P(\text{pu}) = 500\text{kW} \times 2.88 = 1440\text{kW}$$ ◀

例 1-5 一个 7.2kV 的电源给一个 24Ω 的电阻，及一个功率为 400kW 的电炉供电（见图 1-6）。画出该图的等效标幺值电路图。基准值与例 1-4 相同。计算：

a. 标幺值 $E(\text{pu})$、$R(\text{pu})$、$P(\text{pu})$；

b. 标幺值 $I_2(\text{pu})$；

c. 电流的标幺值 $I_L(\text{pu})$；

d. 电阻消耗的功率的标幺值；

e. 电阻消耗的实际功率；

f. 实际电流 I_2 的大小。

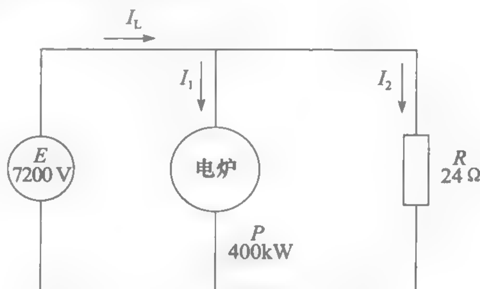


图 1-6 见例 1.5

解 a. 线电压的标幺值为：

$$E_1(\text{pu}) = 7.2\text{kV}/4\text{kV} = 1.8$$

电阻的标幺值为：

$$R(\text{pu}) = 24/32\Omega = 0.75$$

电炉功率的标幺值为：

$$P(\text{pu}) = 400\text{kW}/500\text{kW} = 0.8$$

因此我们能画出等效的标幺值电路（见图 1-7）。

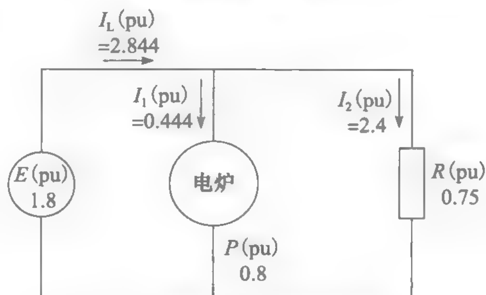


图 1-7 图 1-6 的标幺值表示

b. 电流 I_2 的标幺值为：

$$I_2(pu)=E(pu)/R(pu)=1.8/0.75=2.4$$

c. 电流 I_1 的标幺值为：

$$I_1(pu)=P(pu)/E(pu)=0.8/1.8=0.444$$

因此电流 I_L 的标幺值为：

$$I_L(pu)=I_1(pu)+I_2(pu)=0.444+2.4=2.844$$

d. 电阻消耗的功率标幺值为：

$$P(pu)=E(pu)\times I_2(pu)=1.8\times 2.4=4.32$$

e. 电阻上消耗的实际功率为：

$$P_2=P_B\times P(pu)=500\text{kW}\times 4.32=2160\text{kW}$$

f. 实际电流 I_2 为：

$$I_2=I_B\times I_L(pu)=125\times 2.844=355.5\text{A}$$

◀

习题

1-1 列出 7 个国际单位制的基本单位。

1-2 列出 5 个国际单位制的导出单位。

1-3 写出 7 个国际单位制的符号，对于大写要特别注意。

1-4 为什么对于一些导出单位有特别的名称？

1-5 力、压强、能量、功率、频率的国际标准单位是什么？

1-6 写出下列乘数相应的前缀：100，1000，10^6，1/10，1/100，1/1000，10^{-6}，10^{-9}，10^{-15}。

将下列国际单位用符号表示：

1-7 兆瓦　　1-21 毫特斯拉

1-8 太焦　　1-22 毫米

1-9 毫帕斯卡　　1-23 转

1-10 千赫兹　　1-24 兆欧姆

1-11 吉焦　　1-25 兆帕

1-12 毫安　　1-26 毫秒

1-13 微韦伯　　1-27 皮法

1-14 厘米　　1-28 千伏

1-15 升　　1-29 兆安

1-16 毫克　　1-30 千安

1-17 微秒　　1-31 千米

1-18 毫开尔文　　1-32 纳米

1-19 毫弧度　　1-33 毫升

1-20 太瓦时

写出下列量的国际单位并给出符号：

1-34 流量　　1-38 密度

1-35 频率　　1-39 功率

1-36 平面角　　1-40 温度

1-37 磁通量　　1-41 质量

给出下列单位所对应的国际标准单位：

1-42 英热　　1-43 马力

1-44 线路磁通　　1-53 磅（力）

1-45 英寸　　1-54 千瓦时

1-46 埃　　1-55 加仑/分

1-47 圈/秒　　1-56 姆欧

1-48 高斯　　1-57 磅（力）/平方英寸

1-49 行/平方英寸　　1-58 转

1-50 ℉　　1-59 度

1-51 巴　　1-60 奥斯特

1-52 磅（质量）　　1-61 安匝

用换算表作以下变换：

1-62 把 10 平方米转换为平方码

1-63 把 250MCM 转换为平方毫米

1-64 把 1645 平方毫米转换为平方英寸

1-65 把 13 000 圆密耳转换为平方毫米

1-66 把 640 英亩转换为平方千米

1-67 把 81 000 瓦转换为英热每秒

1-68 把 33 000 英尺磅（力）/分钟转换为千瓦

1-69 把 250 立方英尺转化为立方米

1-70 把 10 英尺磅转化为微焦

1-71 把 10 磅（力）转化为千克（力）

1-72 把 6000 线/平方英寸转化为特斯拉

1-73 把 1.2 特斯拉转化为千高斯

1-74 把 50 盎司转化为千克

1-75 把 76 奥斯特转化为安培/米

1-76 把 5000 米转化为英里

1-77 把 80 安培小时转化为库仑

1-78 把 25 磅（力）转化为牛顿

1-79 把 25 磅转化为千克

1-80 把 3 吨转化为磅

1-81 把 100 000 磁力线转化为韦伯

1-82 把 0.3 磅每立方英寸转化为千克每立方米

1-83 把 2 英寸汞柱转化为毫巴

1-84 把200磅/平方英寸装换为帕斯卡

1-85 把70磅（力）/平方英寸转化为牛/平方米

1-86 把15转/分转化为弧度/秒

1-87 把120℃转化为开尔文

1-88 把200℉转换为开尔文

1-89 把温差120℃转化为开尔文

1-90 选择60Ω为一电路中电阻的基值。如果该电路中包含大小为100Ω、3000Ω以及20Ω的电阻，分别计算它们的标幺值。

1-91 选择25kW和2400V分别为一电力系统的基准功率和基准电压。计算该系统的基准阻抗和基准电流。

1-92 一个电阻的标幺值大小为5.3，如果基准功率为250kW，基准电压为12 470V，计算该电阻的实际值。

1-93 选择4米为基准长度值。计算：

a. 1英里的标幺值；

b. 1英尺的标幺值；

c. 基准面积的大小（用平方米表示）；

d. 基准体积的大小（用立方米表示）；

e. 6000立方米的标幺值；

f. 2平方英里的标幺值。

工程应用

1-94 一台电动机的效率为92.6%。求它效率的标幺值大小。

1-95 一台调速电动机铭牌参数为：额定功率15hp，额定转速890r/min，在转速为1260r/min时产生25N·m的转矩。求转矩、转速以及功率的标幺值。

1-96 三个电阻器有以下额定参数：

电阻器	电阻值	功率
A	100Ω	24W
B	50Ω	75W
C	300Ω	40W

以电阻A的参数为基准值，分别计算电阻B和C的电阻、额定功率、额定电压标幺值大小。

1-97 一个30马力的笼型电动机有如下电流额定值。

FLA：满载电流为36A

LRA：堵转电流为218A

NLA：空载电流为14A

计算LRA和NLA时的电流标幺值。

第2章

电学、磁学及电路基本原理

2.0 引言

本章主要回顾一下电学、磁学以及电路的基本原理。尽管读者具备求解电路等的基础知识，但由于涉及与电力技术有重要关系的知识，因此回顾还是很有必要的。而且，这些基本知识建立了本书所应用的确定电压、电流的理论。这些知识也将会为读者在接触以后章节内容中提供参考。

2.1 电流方向

对于图 2-1 所示的干电池，它有一个正极（＋）和一个负极（－）。这两个极之间的电位差（用伏特表示）是由于负极相对于正极有更多的电子造成的。

如果用导线将这两极连接起来，则电位差将在这个电路中产生电流。该电流是由从负极出发的电子，沿着导线移动，直至到达正极再回到电池的运动造成的（见图 2-2）。

在电流的电子移动理论被完全接受以前，17 世纪的科学家们武断地认为电流在导体中的流动是由正极向负极的（见图 2-3）。这个称为常规电流方向一直沿用到今天，并在电力技术应用中被接受。

在本书中我们使用常规电流方向，但值得注意的是，实际的电子流动方向与常规的电流方向相反。

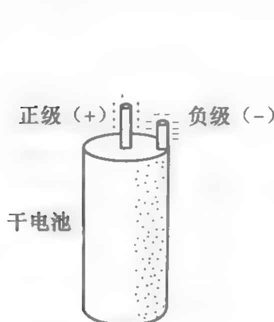


图 2-1 干电池

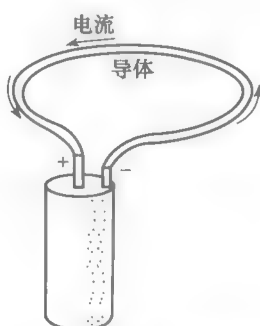


图 2-2 电子流动

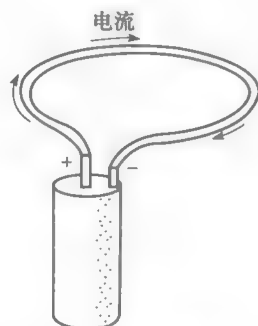


图 2-3 常规电流方向

2.2 电源和负载的区别

在电路中，识别电源和负载有时是很重要的。在定义上，电源提供电能而负载消耗电能。每个有电流流过的电力元件（电动机、电阻、热电偶、电池、电容、发电机等）都可以被归类为电源或负载。到底怎样才能区别它们呢？

为了建立一个一般的准则，我们考虑两个盒子 A 和 B，它们用一对导线相连，导线中的电流不断地变化且不断地改变方向（见图 2-4）。假设在导线上的电压降为零。每个盒子里的装置和元件未知，且都通过某种方式连接到外面的电极 A_1、A_2 和 B_1、B_2。在两极之间也存在变化的电压，其大小和方向也都是变化的。在这样高度变化的条件下，如何识别 A 和 B 哪个是电源，哪个是负载呢？

为解决上面的问题，假设有高精密的仪器能测量到两极之间瞬时电压的极性和瞬时的

电流的方向。然后利用以下准则。

- 当电流从电压正极性方向流出时这个装置就是电源。
- 当电流流进电压正极性方向时这个装置就是负载。

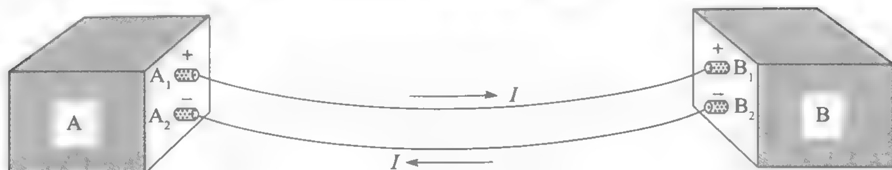


图 2-4　电源和负载的区别

如果电压的瞬时极性和电流的瞬时方向如图 2-4 所示，利用上述准则可以知道 A 盒是电源，B 盒是负载。而如果电流改变方向，电压极性不变时，则 B 盒变成电源，A 盒为负载。

以上判断一个装置是否是电源还是负载的方法很简单，但它有着重要的应用，特别是在交流电路中。

有些元件（如电阻）只能作为负载。其他元件（比如光电池）只能作为电源。然而，许多元件既可以作为负载，又可以作为电源。因此当一个电池发出电能时，它作为电源（电流从电压正极流出）；当它被充电时，又变成了负载（电流流进电压正极）。类似地，电动机一般在系统中作为负载，但当条件合适时也能作为电源。同样的事情也能发生在电容上。当电容放电时它作为一个电源，电流从其正极流出；另一方面，当电容充电时，它作为负载，此时电流流入它的正极。

2.3　标志符号

在算术中，用符号（+）和（−）来表示加和减。在电学和机械学中，当选定任意一个参考方向后，则用它们来表示电流、机械力和角速度等量的方向。例如，如果一个电机的转速从 +100r/min 变化到 −400r/min，这意味着它的转向改变了。这里对于（+）和（−）的解释在后面的章节中将经常遇到。

2.4　电压的双下标符号表示

我们现在描述一个符号系统，使我们能确定电压的极性。如图 2-5 所示，一个电源 G 有一个正极 *A* 和一个负极 *B*。*A* 极相对于 *B* 极是正的。同样的，*B* 极相对于 *A* 极是负的。注意，*A* 极本身并不是正的：它只相对于 *B* 极是正的。

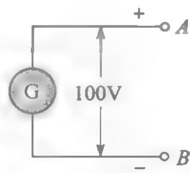


图 2-5　双下标符号表示电压

电势差以及 *A* 极和 *B* 极的相关极性可以用双下标符号表示如下。

$E_{AB}=+100V$，意味着 *A* 和 *B* 之间的电压为 100V，*A* 相对于 *B* 是正的。

$E_{BA}=-100V$，意味着 *A* 和 *B* 之间的电压为 100V，*B* 相对于 *A* 是负的。

正如另一个例子，如果我们知道在发电机两端的电压（见图 2-6）为 $E_{21}=-100V$，那么这两极间的电压为 100V，且 2 极相对于 1 极是负的。

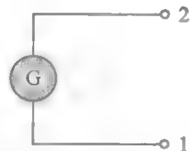


图 2-6　如 $E_{21}=-100V$，则 2 极相对于 1 极是负的

2.5 电压的标志符号

虽然通过双下标表示形式（E_{12}、E_{AB}等）可以给出电压的大小和极性，但更常用的是使用标志符号形式。它通过一个符号（E_1、E_2、V 等）和给一个端子标上“+”号来表示一个电压。例如，如图 2-7 所示，一个电压源 E_1 的一端被任意地标上了“+”号。另一端并没有标，但自动默认为相对于“+”号端为负的。

对于这个符号我们利用以下判定准则。

- 如果给定电压 $E_1=+10V$，那么意味着真正的正极端就是假设的那一端。标“+”号的那一端就是正的，而另一端则为负的。而且，这两端的电压大小为 10V。
- 相反，如果 $E_1=-10V$，那么真正的正极端就是没标“+”号的那一端。而标了“+”号的那一端实际上是负端，另一端是正端。这两端的电压大小也是 10V。

例 2-1 图 2-8 所示的电路包括三个电源：V_1、V_2 和 V_3，每个电源的都有一端被标上了“+”号。这些电源通过跨接线 A、B、C、D 与电阻 R 串联在电路中。

确定每个电源的实际电压值以及它们的方向，已知 $V_1=-4V$，$V_2=+10V$，$V_3=-40V$。

解 用上面介绍的判定方法，实际的电压和极性如图 2-9 所示。由图 2-9 可见，节点 A 既标了“+”号又标了“−”号，但节点 A 并不是固定的正极点或负极点。它之所以有不同的符号是因为它分别相对于 B 和 C 而言。实际上，A 点相对于 B 点有负的电压，而相对于 C 点有正的电压。这就是为什么 A 点标有正号和负号的原因。 ◀

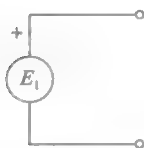


图 2-7 电压的标志符号

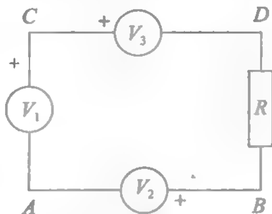


图 2-8 例 2-1 图

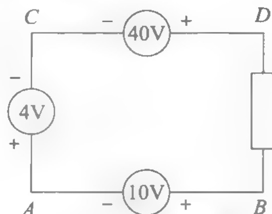


图 2-9 例 2-1 解

2.6 交流电压图

在后面章节中，会遇到极性周期性变化的电压。这样的交流电压可以用一条曲线表示（见图 2-10）。垂直轴表示每一时刻电压的大小，而水平轴表示相应的时刻。当曲线在水平轴以上时表示电压是正的，而在水平轴以下时表示负值。图 2-10 所示电压 E_{21} 为图 2-6 中发电机产生的电压。

从 0V 开始，在 0.5s 后，电压 E_{21} 逐渐增加到+100V；然后它又逐渐减小，在 1s 时为 0。在这 1s 期间，因为 E_{21} 是正值，2 极相对于 1 极的电压是正的。

在 1～2s 期间，E_{21} 为负值；因此，2 极相对于 1 极为负的。发电机在 0.5、1.5、2.17s 时的瞬时电压和极性如图 2-10 中的Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ所示。

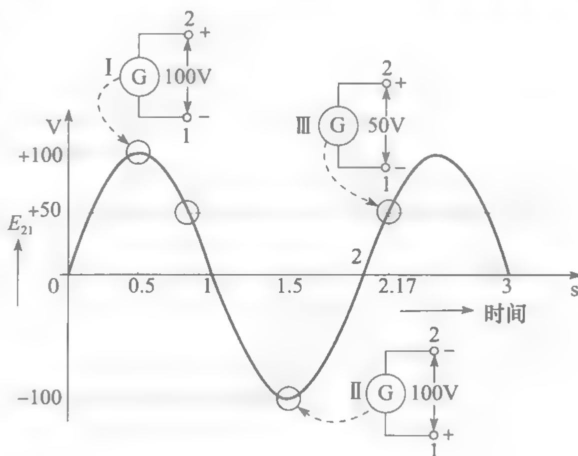


图 2-10 峰值为 100V 的交流电压

2.7 正负电流

可使用正负号来表示电流的方向。符号的分配是相对于电路中给定方向而言的。例如，通过该电阻（见图 2-11）的电流方向可以是从 X 到 Y，也可以是从 Y 到 X。其中一个方向被认为是正方向（+），而另一个则是负方向（−）。

通过一个箭头可以任意假定一个方向为正方向（见图 2-12）。因此，如果一个大小为 2A 的电流从 X 流向 Y，它沿正方向流动，则它用符号+2A 表示。相反地，如果电流从 Y 流向 X（方向与箭头相反），则它用符号−2A 表示。



图 2-11　电流可以从 X 到 Y 也可以从 Y 到 X

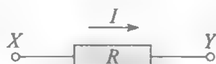


图 2-12　电流为正方向的电路元件

例 2-2　如图 2-13 所示，通过电阻 R 的电流变化如其中曲线所示。解释该曲线图的意思。

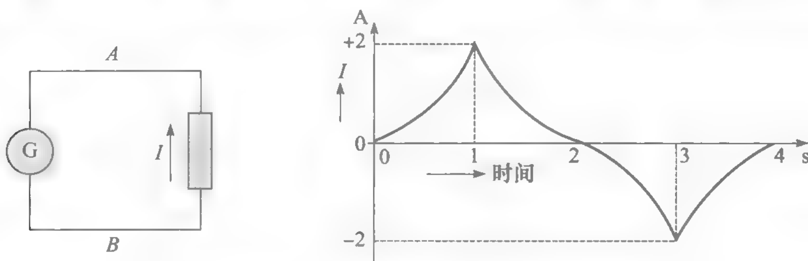


图 2-13　电路图及相关的电流曲线。箭头表示电流的正方向

解　如图 2-13 所示，在 0～1s 期间，电流从 0 增大到+2A。因为电流为正，所以电流从 B 通过电阻流向 A（与箭头方向相同）。在 1～2s 期间中，电流从+2A 衰减到 0A，但它仍从 B 通过电阻流向 A。在 2～3s 期间中，电流从 0 增至−2A，因为电流为负值，它的实际的方向与箭头相反，因此，它从 A 通过电阻流向 B。◀

2.8 正弦电压

交流发电机发出的交流电压近似于完美的正弦波形。它可以通过如下等式表示：

$$e = E_m \cos(2\pi f t + \theta) \tag{2.1}$$

式中，e 是瞬时电压值（V）；E_m 是正弦电压的峰值（V）；f 是频率（Hz）；t 是时间（s）；θ 是某固定角度（rad）。

表达式 $2\pi f$ 和 θ 都表示角度，单位为弧度。然而，我们通常用度表示角度更方便，如下所示：

$$e = E_m \cos(360 f t + \theta) \tag{2.2}$$

或者

$$e = E_m \cos(\phi + \theta) \tag{2.3}$$

在这些等式中，这些新的符号与以前表达式有相同的意义，时变角 ϕ 也同样用度（°）作为单位。

例 2-3　图 2-14 所示的正弦电压曲线表示交流电动机 a 与 b 两端间的电压 E_{ab} 的变化，其变化频率为 50Hz。已知 $\theta=30°$，$E_m=100$V，计算当 $t=0$ 以及 $t=27.144$s 时的电压值。

解　当 $t=0$ 时电压为：

$$e_{ab} = E_m \cos(360 f t + \theta) = 100\cos(360 \times 50 \times 0 + 30°) = 100\cos 30° = 86.6(\text{V})$$

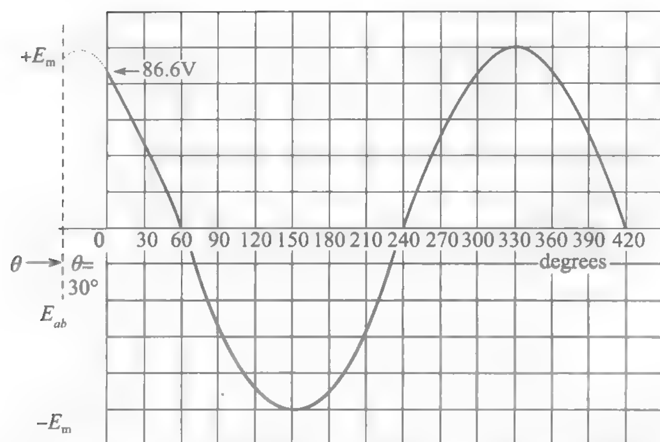


图 2-14 峰值为 100V 的正弦电压，表达式为 $e_{ab}=E_m\cos(360ft+30°)$

在这个时刻电压值为+86.6V，a 端相对于 b 端为正值。

当 $t=27.144$s 时：

$$e_{ab}=100\cos(360\times 50\times 27.144+30°)=100\cos 488\,622°=-20.8(\text{V})$$

因此，在这个时刻电压为−20.8V，a 端相对于 b 端为负值。注意，角度 488 622°等效于 488 622/360=1357 个完整周期加上 0.2833 个周期。后者相当于 0.2833×360°=102°，因此有 100cos102°=−20.8(V)。◀

2.9 把余弦函数转化为正弦函数

通过给 θ 加上 90°可以将余弦函数表示的电压或电流转化为正弦函数表示。因此

$$E_m\cos(360ft+\theta)=E_m\sin(360ft+\theta+90°) \tag{2.4}$$

同样，也可以将正弦函数通过减去 90°转换为余弦函数。因此有：

$$I_m\sin(360ft+\theta)=I_m\cos(360ft+\theta-90°) \tag{2.5}$$

2.10 交流电压的有效值

当一个交流电压的频率和峰值 E_m 给定之后，可以知道该电压的特性，但通常使用电压的有效值 E_{eff} 来表示该交流电。当一个电压做正弦变化时，它的峰值 E_m 和有效值 E_{eff} 之间的关系为：

$$E_{eff}=E_m/\sqrt{2} \tag{2.6}$$

交流电的有效值也叫它的方均根值（root mean square，RMS）。它通过交流电产生的热效应等效于相应直流电压产生的热效应来衡量。例如，一个交流电压的有效值为 135V，则表示在电阻上发出的热效应与 135V 的直流电压发出的热效应等效。

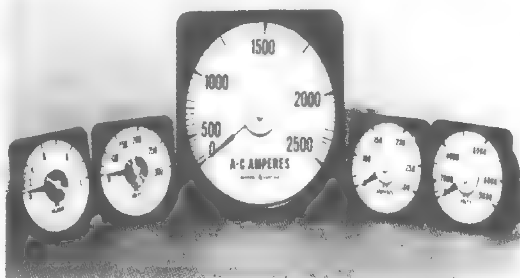


图 2-15 商用电压表和电流表按有效值逐渐变化。这些仪表的测量范围可达到 2500A 和 9000V

（图片由 General Electric 提供）

该原则同样适用于交流电流的有效值。因此一个峰值为 I_m 的交流电流的有效电流值为：

$$I_{eff}=I_m/\sqrt{2} \tag{2.7}$$

大部分交流测量仪器都显示测量量（交流电压或交流电流）的有效值而不是峰值（见图 2-15）。当一个交流电压或电流的值给出时，我们都

理解为它们的有效值。而且，E_{eff}和I_{eff}的下标通常不用，我们直接用符号E和I表示它们的有效值。

例 2-4 一个频率为60Hz的电源的电压有效值为240V，给电路提供的电流有效值为10A。电流落后电压相角为30°。画出E和I的波形。

解 a. 电压的峰值为：$E_m=\sqrt{2}E=240\sqrt{2}=339$ (V)

b. 电流的峰值为：$I_m=\sqrt{2}I=10\sqrt{2}=14.1$ (A)

c. 假设电压为：$e=E_m\sin360ft=339\sin360\times60t=339\sin21\,600t$

d. 由于电流相位落后电压30°，因此电流为：

$$i=I_m\sin(360ft-30°)=14.1\sin(21\,600t-30°)=14.1\sin(\phi-30°)$$

e. 图2-16给出了e和i的瞬时值波形图。◀

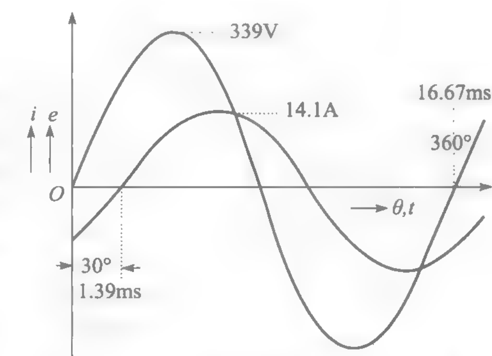


图2-16 电压和电流的瞬时变化。电流滞后电压30°相角。电压的有效值为240V，电流有效值为10A

2.11 相量表示法

在大多数电力研究中，频率是固定不变，因此一般不太特别关注它。而且，我们也不是特别关心瞬时电压和瞬时电流，而是更关心它们的有效值和相位角。因此电压一般测量到的是它的有效值大小，而不是它的峰值E_m，实际上只关心E和θ这两个量。因此采用了相量法表示电压和电流。

相量图的基本目的是表示电压和电流的大小以及它们之间的相位角。相量类似于一个向量，它们都是一个箭头，它的长度与电压或电流的有效值大小成正比。两个相量之间的夹角相当于两个量之间的电角度之差。

下面的准则适用于相量法表示。

1. 两个相量同相意思是它们彼此平行，且箭头指向同一方向（见图2-17）。它们之间的相位角为零。

2. 两个相量异相是指它们分别指向不同方向。它们之间的相位角是指一个相量旋转到与另一个相量同相所对应的角。因此，如图2-18所示，相量I必须逆时针旋转θ角使它与相量E同相；相反地，相量E也必须顺时针旋转θ来与电流相量I同相。即无论旋转哪个相量，都要掠过相同的角度使它们平行。

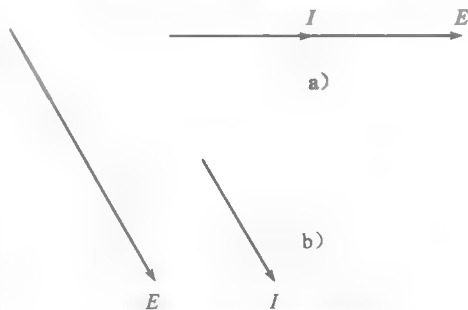


图2-17 电流和电压同相

3. 如果相量E必须顺时针旋转某个角才能与相量I同相，则相量E超前相量I；而相量I滞后于相量E是当它必须逆时针旋转某个角与E同相时的情况。因此，对于图2-18，很明显相量E超前I角度为θ，也可等效地说相量I滞后相量E角度θ。



图2-18 电流相量滞后电压相量θ角度

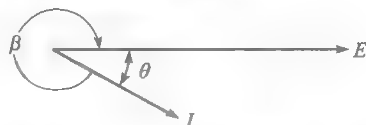


图2-19 相量I超前E角度β或相量I滞后E角度θ

4. 由图2-19可见，可以顺时针旋转相量I经过β角使它与相量E同相，故可以认为相量I超前相量E角度β，这和说相量I滞后相量E角度θ等效。实际上，通常总是选择

两个相量间较小的那个角来确定它们的超前或滞后关系。

5. 相量之间并不要共同的原点，而是可以互相分开表示，如图 2-20 所示。应用准则 3，我们可以知道 E_1 与 I_1 同相，因为它们指向相同方向。而且，相量 I_2 超前 E_1 90°，相量 E_2 滞后 I_2 135°。

同样的，图 2-21a 中的三个相量 E_{ab}、E_{bc} 和 E_{ca} 也可以画成如图 2-21b 所示，这并不影响它们之间的相角关系。注意，图 2-21b 中的相量 E_{ab} 与图 2-21a 中的 E_{ab} 指向相同方向，其他的相量也是相同情况。

图 2-21c 给出了这三个量的另一种画法，它们的大小和相量关系都没变。

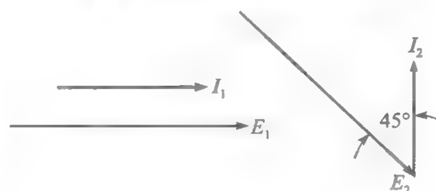


图 2-20　起点不同的相量显示其幅值和相位关系

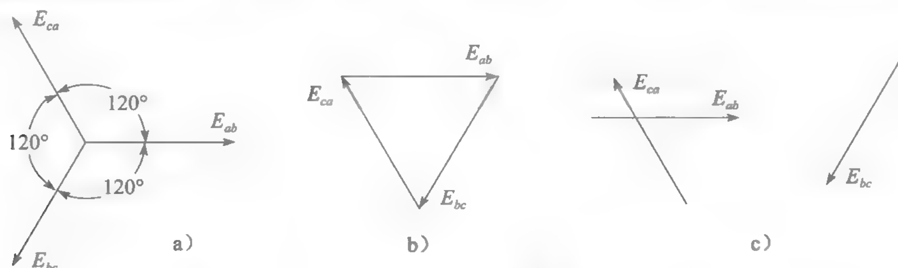


图 2-21　三个互差 120°的电压相量的不同表示法

两个相量的相角差可用来测量它们达到正峰值的时间差。若已知频率，就可以准确算出该时间。

例 2-5　画出图 2-16 所示的电压和电流的相量图。计算它们到达峰值 E 和 I 的时间差。

解　先画相量图，可以选任意方向为相量 E 方向，并使它的长度等效于 240V。相量 I 的方向则为滞后 E 30°，相量长度等效于 10A（见图 2-22）。已知频率为 60Hz，则它们到达相邻峰值的时间差为：

$$\theta = 360ft$$

$$30 = 360 \times 60t$$

$$t = 1.39(\mathrm{ms})$$

◀

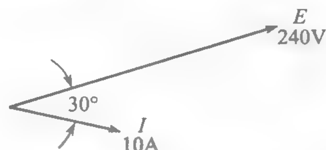


图 2-22　图 2-16 中的电压和电流的相量图

2.12　谐波

电力网中的电压和电流通常不是纯正的正弦波。线电压经常为理想的波形，但电流波形却是畸变的波形，如图 2-23 所示。造成波形的畸变经常是因为变压器铁心的磁饱和或晶闸管、IGBT 的开关动作。

造成电压或电流波形的畸变可以归结为它含有的谐波。谐波定义为这样的电压或电流，它的频率为基波频率的整数倍（2、3、4 倍等）。

对于一组正弦波，它们中的最低频率为 f，其他的频率都为 f 的整数倍。定义：正弦波中最小的频率称为基波频率，其他的频率称为谐波频率。例如，一组正弦波的频率有 20、40、100 以及 380Hz，则它有以下成

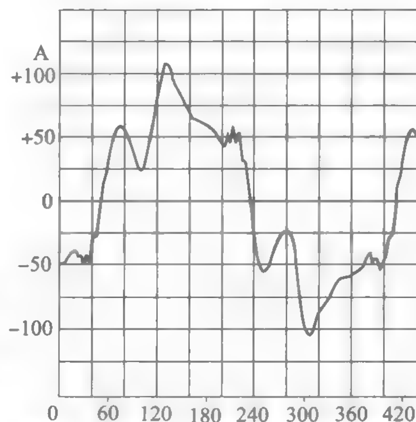


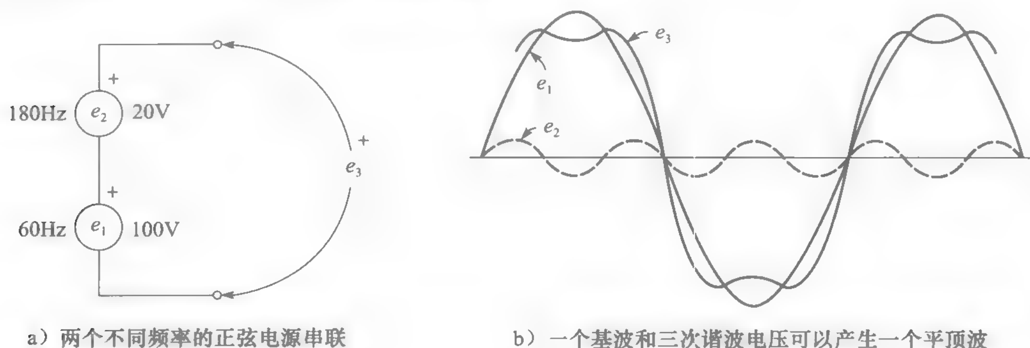
图 2-23　由电子驱动器中获得的严重畸变的电流波形（60Hz）。各次谐波：基波（60Hz）=59A；五次谐波（300Hz）=15.6A；七次谐波（420Hz）=10.3A。还包含更高次谐波，不过它们的幅值较小

（图片由 Electro-Mécanik 提供）

分：基波频率，20Hz（最低频率）；二次谐波，40Hz（2×20Hz）；五次谐波，100Hz（5×20Hz）；十九次谐波，380Hz（19×20Hz）。

为了理解谐波的破坏性，可以假设两个正弦电压源 e_1 和 e_2 串联在电路中（见图 2-24a）。它们的频率分别为 60Hz 和 180Hz。它们各自的电压幅值为 100V 和 20V。假设基本频率（60Hz）电压和三次谐波（180Hz）电压都在同一时刻过零点，且它们都是理想正弦波。

因为这两个电源为串联的，所以端电压 e_3 相当于这两个电压瞬时值之和。结果该端电压曲线为一平顶波（见图 2-24b）。因此，基波电压和谐波电压的和产生了一个非正弦波，它的畸变程度取决于它所含谐波分量的大小。



a）两个不同频率的正弦电源串联　　b）一个基波和三次谐波电压可以产生一个平顶波

图　2-24

将基波和其他谐波组合在一起，可以产生出任何可想象的波形的周期电压或电流。例如，将表 2-1 中的各次正弦波电源串联可以产生幅值为 100V、频率为 50Hz 的方波。

因此一个方波是由一个基波和无数个谐波共同组成的。次数越高的谐波，它的幅值也越小，因此也就越不重要。然而，这些高次谐波对产生方波的斜边和拐角有重要贡献。在实际中，方波并不是通过叠加这些谐波产生的，但是这个例子告诉我们任何波形都可以通过基波和适当数量的谐波组成。

相反，我们也可以把失真的周期波分解成基波和谐波成分。分解失真波的方法将在第 30 章中给出。

表 2-1　100V 方波

谐波	幅值/V	频率/Hz	相对幅值
基波	127.3	50	1
3 次	42.44	150	1/3
5 次	25.46	250	1/5
7 次	18.46	350	1/7
9 次	14.15	450	1/9
⋮	⋮	⋮	⋮
127 次	1.00	6350	1/127
⋮	⋮	⋮	⋮
n 次	127.3/n	50n	1/n

谐波电压和电流并不是我们所需要的，但在一些交流电路中它们又不可避免。谐波由于负载的非线性而产生，如电弧和磁路饱和等。谐波也在电压和电流周期性关断的情况下产生，例如，在电力电子电路中，所有的这些电路都产生富含谐波的失真波形。

在交流电路中，基波电流和基波电压共同作用产生基波功率。这是个有用的功率，它能使电动机转动以及使电弧炉加热。而谐波电压和相应的谐波电流的乘积也产生谐波功率。后者由于都以发热的方式消耗在交流电路中，因此它并不是有用的功率。于是必须使谐波电压和谐波电流越小越好。

需特别注意的是，基波电压和谐波电流在一起不产生任何功率。谐波方面的知识将在第 30 章详细介绍。

2.13　电感中的能量

通有电流 I 的线圈会产生磁场能，该能量的表达式为：

$$W = \frac{1}{2}LI^2 \tag{2.8}$$

式中，W 是线圈中储存的能量（J）；L 是线圈的电感（H）；I 是电流（A）。

如果电流变化，则储存在磁场的能量也随电流变化而变化。因此，当电流增大时，线圈吸收能量，当电流减小时，线圈释放能量。

关于电感的特性将在 2.31 节中有更详细的介绍。

2.14 电容中的能量

当给电容两极加上电压 E 时，电容在它的电路中储存能量，该能量的表达式为：

$$W = \frac{1}{2}CE^2 \tag{2.9}$$

其中，W 是电容中储存的能量（J）；C 是电容的大小（F）；E 是电压（V）。

例 2-6 一个电感为 10mH 的线圈与一个电容大小为 100μF 的电容串联在电路中。通过电路的瞬时电流为 40A，加在电容两端的瞬时电压为 800V。计算此刻电场和磁场中储存的能量。

解 线圈中存储的能量为：

$$W = (1/2)LI^2 = (1/2) \times 10 \times 10^{-3} \times 40^2 = 8(\text{J})$$

电容中存储的能量为：

$$W = (1/2)CE^2 = (1/2) \times 100 \times 10^{-6} \times 800^2 = 32(\text{J})$$

◀

2.15 一些有用的公式

我们在本节的最后通过表 2-2 列出了一些以后在交流电路中的常用公式。假设读者对交流电路有基本了解，这些公式并没有给出证明。

表 2-2 常用交流电路中的阻抗

电路图	阻抗	公式号
L	$X_L = 2\pi fL$	(2.10)
C	$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$	(2.11)
R X_L	$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$	(2.12)
R X_C	$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$	(2.13)
R X_C X_L	$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$	(2.14)
R X_L	$Z = \frac{RX_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$	(2.15)
R X_C	$Z = \frac{RX_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$	(2.16)
X_C X_L R	$Z = \frac{X_C\sqrt{R^2 + X_L^2}}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$	(2.17)

2.16 磁场强度 H 与磁通密度 B

当物体中有磁场强度 H 存在时，会产生磁通量 Φ，磁场强度 H 由下式表示：

$$H = U/l \tag{2.18}$$

式中，H 是磁场强度（A/m）；U 是磁动势（A）（或安匝）；l 是长度（m）。

磁通密度的表达式如下：

$$B = \Phi/A \tag{2.19}$$

式中，B 是磁通密度（T）；Φ 是磁通量（Wb）；A 是磁场通过的横截面积（m^2）。

在任何材料中，磁通密度 B 与磁场强度 H 都有一个确定的关系。这个关系通常由材料的 $B-H$ 曲线图表示。

2.17 真空中的 $B-H$ 曲线

在真空中，磁通密度 B 与磁场强度 H 成正比关系，可通过以下表达式表示：

$$B = \mu_0 H \tag{2.20}$$

式中，B 是磁通密度（T）；H 是磁场强度（A/m）；μ_0 是磁性常数（$=4\pi\times10^{-7}$）。⊖

在 SI 中，磁性常数是固定不变的。它的数值大小为 $4\pi\times10^{-7}$ 或者近似为 1/800 000。因此可将式（2.20）写成近似表达式：

$$H = 800\,000B \tag{2.21}$$

真空中的 $B-H$ 曲线为一条直线。无论磁密多大，真空中都不会出现磁饱和。由图 2-25 可见，磁场强度为 800A/m 时产生的磁通密度为 1mT。

非磁性材料（如铜、纸、橡胶和空气）所具有的 $B-H$ 曲线与真空中的 $B-H$ 曲线很相似。

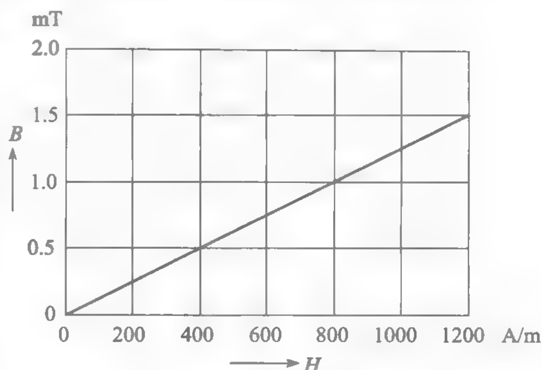


图 2-25 真空中和非磁性磁料的 $B-H$ 曲线

2.18 磁性材料中的 $B-H$ 曲线

磁性材料中的磁通密度的大小同样也与磁场强度有关，它的值可由下式给出：

$$B = \mu_0 \mu_r H \tag{2.22}$$

式中，B、μ_0、H 与前面的意义相同，μ_r 则为磁性材料的相对磁导率。

相对磁导率 μ_r 的值并不是固定的，而是随着材料中的磁通密度变化的。从而，B 和 H 是非线性的关系，这使式（2.22）的使用很不实际。通常用 $B-H$ 曲线来表示它们之间的关系。图 2-26 给出了在电机中三种常用材料的饱和曲线：硅钢、铸铁、铸钢。通过曲线可以看到，当磁场强度为

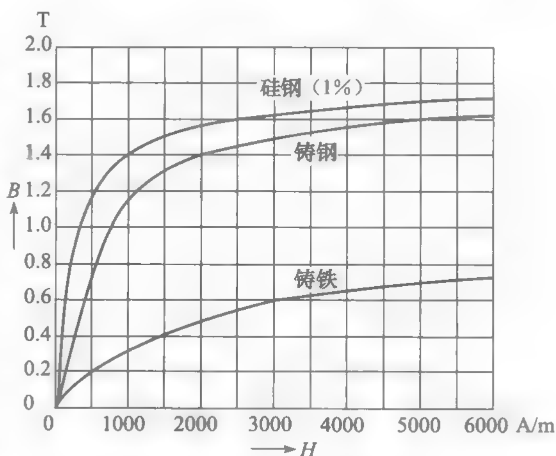


图 2-26 三种磁性材料的 $B-H$ 曲线

⊖ 磁性常数也叫做真空磁导率。μ_0 的完整表示形式为 $4\pi\times10^{-7}$H/m。

2000A/m 时，在铸钢中产生 1.4T 的磁通密度，而在铸铁中为 0.5T。

2.19 确定相对磁导率

相对磁导率 μ_r 是通过在相同的磁场强度 H 的情况下，磁性材料中产生的磁通密度与在真空中产生的磁通密度之比确定的。

在已知磁性材料的饱和曲线的情况下，利用以下近似公式可以算出相对磁导率：

$$\mu_r \approx 800\,000B/H \tag{2.23}$$

式中，B 是磁性材料中的磁通密度（T）；H 是相应的磁场强度（A/m）。

例 2-7 确定硅钢（1%）在磁通密度 1.4T 时的相对磁导率。

解 参照图 2-26 所示的饱和曲线，可知当磁通密度为 1.4T 时需要磁场强度为 1000A/m。因此，

$$\mu_r = 800\,000B/H = 800\,000 \times 1.4/1000 = 1120$$

在该磁通密度下，硅钢的导磁性能是真空（空气）的 1120 倍。◀

图 2-27 为一系列材料的饱和曲线，涵盖的物质从真空到镍铁导磁合金（现有导磁性最好的一种物质）。注意，随着磁场强度的增加，磁性物质越来越饱和，以至于最后所有的饱和曲线都趋向于真空中的那条 $B-H$ 曲线。

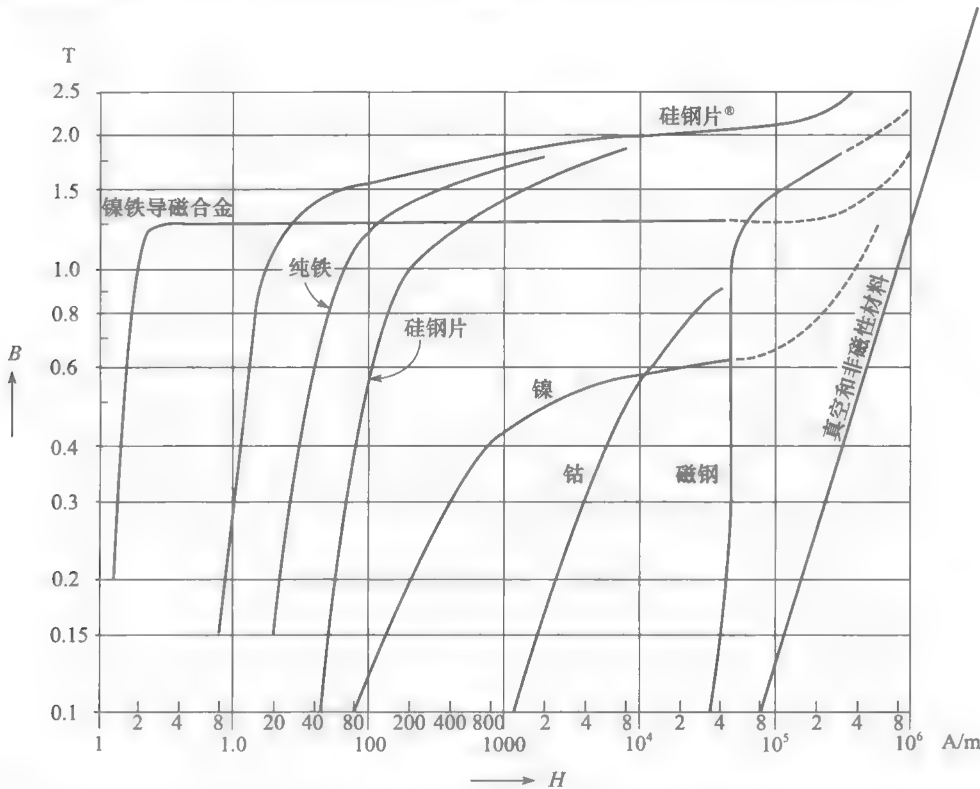


图 2-27 磁性和非磁性材料的饱和曲线（注意：当 H 较高时，所有曲线渐近于真空的 B-H 曲线）

2.20 法拉第电磁感应定律

1831 年，法拉第通过实验贡献了电磁学史上最大的发现。这个发现被称为法拉第电磁感应定律，它揭示了在一个电路中电压和磁通的基本关系。法拉第定律陈述如下。

1. 如果一个回路中的磁通随时间而变化，则在这个回路两端感应出电压。

2. 感应出的电压值与磁通变化率成正比。

根据定义，并遵照国际基本单位制，当一个回路中的磁通量变化率为 1Wb/s 时，在该回路两端感应出 1V 的电压。从而，如果该磁通量在 N 匝线圈中变化，则产生的感应电压为：

$$E = N\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \tag{2.24}$$

式中，E 是感应电压（V）；N 是线圈的匝数；$\Delta\Phi$ 是线圈中磁通量的变化（Wb）；Δt 是磁通变化的时间（s）。

法拉第电磁感应定律的发现打开了一连串实际应用的大门，奠定了变压器、发电机和交流电动机运用的基础。

例 2-8 一个 2000 匝的线圈周围放置一个永磁体，通过它的磁通量为 5mWb（见图 2-28）。突然把该永磁体向后拉，使通过线圈的磁通在 1/10s 内均匀的减小到 2mWb。求线圈的感应电压。

解　该磁通量变化量为：

$$\Delta\Phi = (5\text{mWb} - 2\text{mWb}) = 3\text{mWb}$$

由于该变化在 1/10s 内产生，因此该感应电压为：

$$E = N\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = 2000 \times \frac{3}{1000 \times (1/10)} = 60(\text{V})$$

当磁通不变时，该感应电压为零。◀

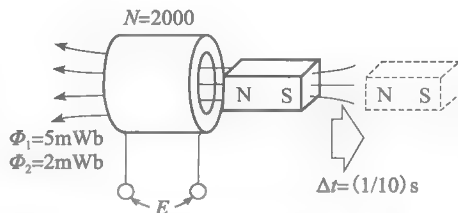


图 2-28　可移动磁铁产生的电压，例 2-8 图

2.21　导体中的感应电压

在许多电动机和发电机中，线圈相对于固定的磁场运动。该相对运动将使线圈中的磁通量发生变化，从而由法拉第定律知，该线圈中将感应出电压。在某种特殊情况下（通常也很普遍），计算导体两端的感应电压比计算线圈本身的感应电压要容易。实际上，只要导体做切割磁场的运动，它的两端就会产生感应电压。该感应电压的表达式为：

$$E = Blv \tag{2.25}$$

式中，E 是感应电压（V）；B 是磁通密度（T）；l 是导体切割磁感线的有效长度（m）；v 是导体相对磁场的速度（m/s）。

例 2-9 一个大发电机的固定导体长 2m，在磁通密度为 0.6T 的磁场中以 100m/s 的速度切割该导体（见图 2-29）。计算该导体中感应的电压。

解　按照式（2.25），有：

$$E = Blv = 0.6 \times 2 \times 100 = 120(\text{V})$$ ◀

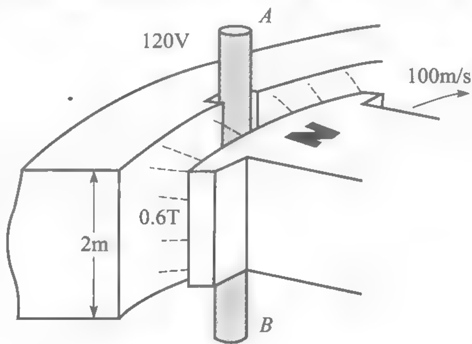


图 2-29　固定导体中的感应电压，例 2-9 图

2.22　导体上的洛伦兹力

当一个通有电流的导体放在磁场中时，它会受到一个力，称为电磁力或洛伦兹力。这个力是电动机、发电机以及许多电力设备运行的基础，因而有非常重要的地位。电磁力的大小取决于导体相对于磁场的方向。当导体垂直磁场方向放置时（见图 2-30），该力最大，而当导体平行磁场方向时（见图 2-31），该力为零。在这两个极端方向之间，力的大小为它们的中间值。

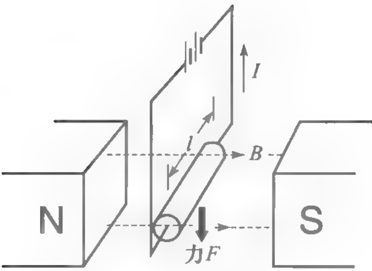


图 2-30 导体上的力

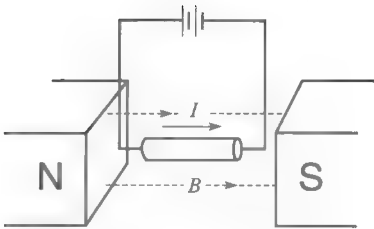


图 2-31 力等于零

在直导体上的最大力表达式为：

$$F = BlI \tag{2.26}$$

式中，F 是导体上的洛伦兹力（N）；B 是磁通密度（T）；l 是导体的有效长度（m）；I 是导体中的电流（A）。

例 2-10 一个 3m 长的导体通有 200A 的电流，将它放置在磁通密度为 0.5T 的磁场中。计算当导体垂直磁场放置时它受到的电磁力（见图 2-30）。

解 $F=BlI=0.5\times3\times200=300\text{N}$ ◀

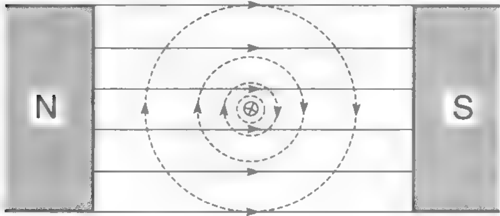
2.23 作用在直线导体上的电磁力方向

当一个导体通有电流时，也会在它的周围产生磁场。假设一个流向本书纸面的电流，它产生的环形磁场如图 2-23a 所示。图中同时也有永磁体 N、S 两个极产生的磁场。

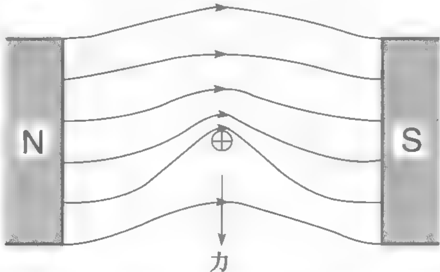
当然，磁场实际上并不是如图 2-23a 所示的那样，因为磁力线是不会互相交汇的。那么，它们共同作用的磁场是什么样的呢？

为了回答上述问题，我们可以观察到，导体和永磁体共同产生的磁场在导体上部，它们的磁力线方向相同，而在导体下部，它们的磁力线方向相反。因此，导体上部的磁力线比导体下部的磁力线密。它们共同作用下的磁场如图 2-23b 所示。

该磁力线就像一个拉伸的弹性曲线，它很形象地表现出作用在导体上的力，试图把导体向下压。



a）磁极和导体共同作用下的磁场



b）合成磁场使导体受向下的力作用

图 2-32 磁场中的导体

2.24 剩磁通密度和矫顽力

如图 2-33 中的线圈所示，它缠绕在一个环形磁性物质上。一个电流源串联在线圈中，产生一个大小和方向都可以随时改变的电流。从零开始，逐渐增加电流 I，从而 H 和 B 随之增加。该增长如图 2-33b 中的曲线 Oa 所示。磁通密度到达最大值 B_m，而磁场强度也达到值 H_m。

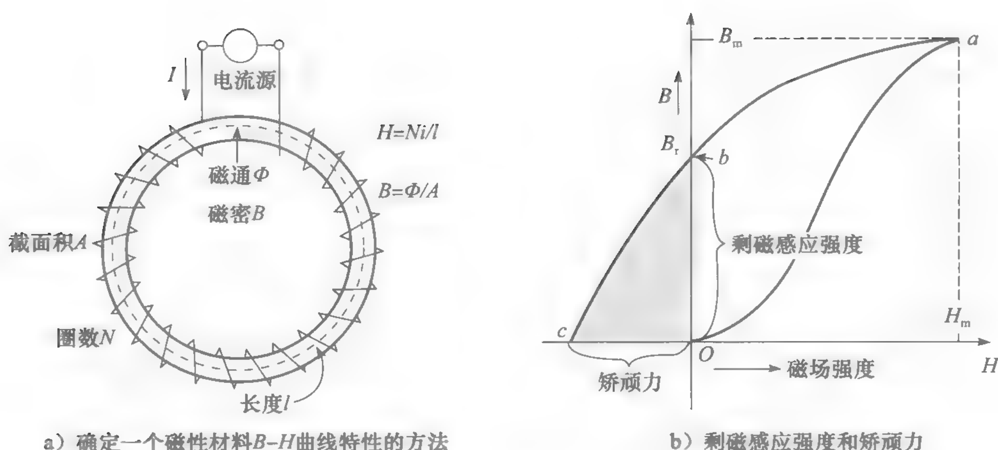


图 2-33　线圈与磁通密度以及磁场强度

如果此时电流逐渐减小到零，则磁通密度 B 并不按原曲线减小，而是沿着 Oa 上方的曲线 ab 减小。实际上，当我们减弱磁场强度时，在 H_m 值下建立起来的磁畴试图保持它们原有的方向。该现象称为剩磁现象。因此，当 H 减下到零时，磁通密度还保持在某一个定值上。这称为剩余磁通密度（B_r）。

为消除剩磁，应改变电流的方向并逐渐反向增加磁场强度 H 的大小。如果按照上述方式，则该曲线继续沿着 bc 移动。磁畴也逐渐改变它们原先的方向直到磁通密度在 c 点上为零。使磁通密度减小到零所需的磁场强度称为矫顽力（H_c）。

在使磁通密度减小到零的过程中，必须提供能量。该能量用于克服磁畴改变方向时遇到的摩擦阻力，以热量的形式消耗在磁性物质中。当一个圆环被消磁时，用一个灵敏的温度计可以测量到一个微小的温升。

2.25　磁滞回线

变压器和许多电动机都需要在交流电下运行。在构成这些装置的磁铁中，磁场的方向和大小都随时间连续变化。因此磁畴也不断改变方向，且变化的快慢与频率有关。如果磁场变化的频率为 60Hz，则磁畴的变化周期为 1/60s，从磁通密度 $+B_m$ 变化到 $-B_m$，相应的磁场强度从 $+H_m$ 变化到 $-H_m$。如果画出 B 和 H 的函数关系图，就得到一个封闭的曲线，称为磁滞回线（见图 2-34）。该图中的剩磁密度 B_r 和矫顽力 H_c 与前面提到的含义相同。

2.26　磁滞损耗

在绘制出的磁滞回线中，我们可以看到磁场沿着 $+B_m$、$+B_r$、0、$-B_m$、$-B_r$、0 和 $+B_m$ 连续移动，在图 2-34 中对应 a、b、c、d、e、f 和 a 各点。磁性物质在每个周期中都吸收能量，该能量以热能形式消耗。我们可以证明每个周期消耗的能量（单位 J/m³）相当于磁滞回线的内面积（单位 T・A/m）的大小。

为了减少磁滞损耗，选择具有磁滞回线窄的磁性材料，比如选用硅钢材料作为交流变压器的铁心。

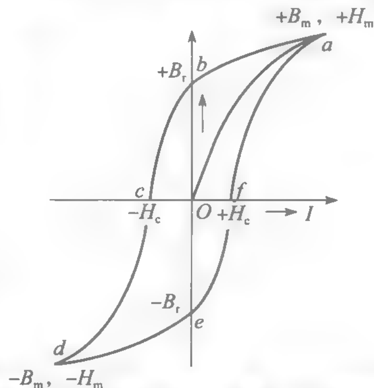


图 2-34　磁滞回线。如果 B 的单位为特斯拉，H 的单位为安培/米，则该回路的面积为一周期消耗的能量，单位为焦耳/立方米

2.27 旋转造成的磁滞损耗

当一块铁在固定磁场中旋转时也会造成磁滞损耗。例如，一个由铁制成的电枢 AB，在由永磁极 N、S 构成的磁场中旋转（见图 2-35）。无论电枢的位置在哪里，电枢中的磁畴排列方向要与外磁场方向相同。因此，当电枢旋转时，磁畴的 N 极由指向 A 端转为指向 B 端。电枢每旋转半圈，磁畴的方向就要完全旋转一次，如图 2-35a 和 b 所示。因此，尽管外磁场不变，电枢中的磁畴周期性地转换。因此这和在交变磁场中一样会产生磁滞损耗。

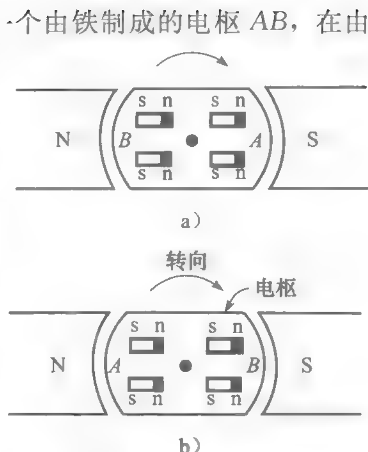


图 2-35 旋转造成的磁滞损耗

2.28 涡流

按照法拉第定律，当一个交变的磁通交链一个矩形导体（见图 2-36）时，在该导体的两端会感应出一个交流电压 E_1。

如果将该导体短路，则会产生一个交流电流 I_1，并使导体发热。如果在第一个导体环中再放一个导体环，由于它交链的磁通较小，则会感应出一个较小的电压。因此，短路电流 I_2 也较 I_1 小，同样的情况适用于消耗在回路中的能量。图 2-37 列出了 4 个同心的矩形环，它们分别感应出电流 I_1、I_2、I_3 和 I_4。电流大小依次随着回路中磁通的变小而变小。

图 2-38 所示为一个交变磁场穿过一个固体金属板。它基本上等效于很多金属环很紧密地放在一起。如图 2-38 所示，电流在盘子中形成环流。由于盘子的电阻很小，这所谓的涡流可能非常大。因此，与磁力线垂直放置的金属板可能变得很热。考虑到这方面的原因，我们将采取特殊措施防止漏磁在变压器壁上产生过大的热量。

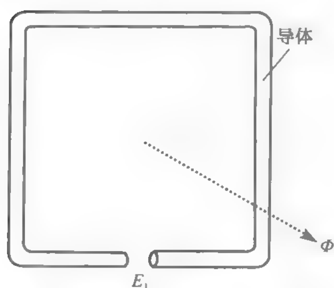


图 2-36 交变的磁通 Φ 感应出电压 E_1

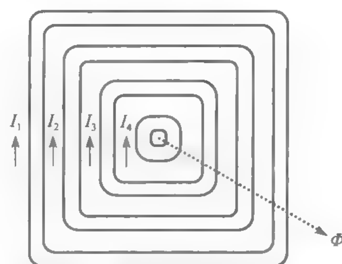


图 2-37 同心导体环在变化的磁场 Φ 中产生的交流电流

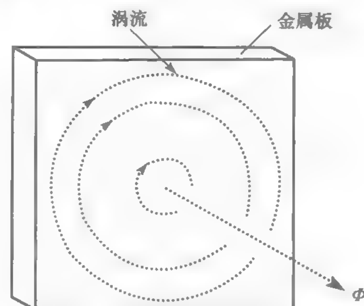


图 2-38 在固体金属板中产生的大涡流电流

假设图 2-37 和图 2-38 中的磁通 Φ 是不断增加的。因此，按照法拉第定律，该涡流的产生是为了阻止该磁通的增加。

2.29 静止铁心中的涡流

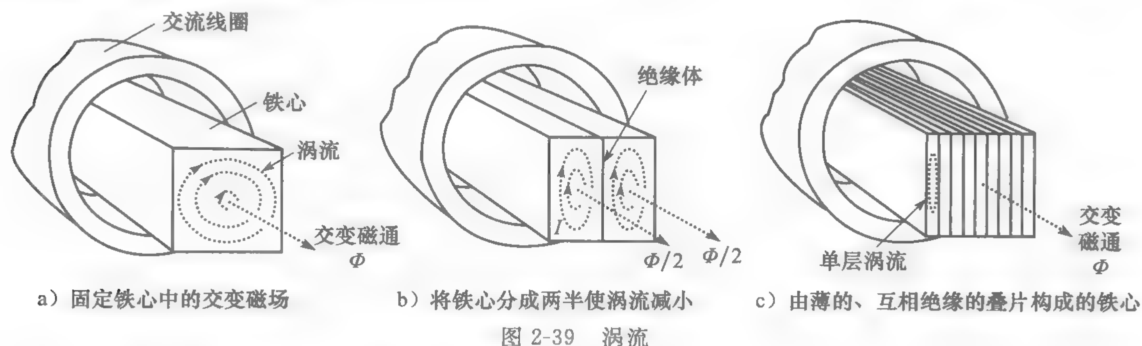
当铁中通有交变磁场时，涡流问题就变得很重要。这也是所有交流电动机和变压器要考虑的问题。图 2-39a 为一个通有交流电流的线圈，在它的铁心中产生了一个交变磁场。因此在整个铁心长度内产生了涡流。由于涡流带来的损耗可以使铁心很快就变得炽热（即使频率为 60Hz）。

可以通过把铁心按长度方向将它们分成两个互相绝缘的部分来达到减小损耗的目的（见图 2-39b）。在每一部分的感应电压变成了以前的一半大小，从而涡流大小也减半，相

应的损耗也就减小了。

如果我们继续细分铁心，则我们发现损耗也相应地减小了。实际上，铁心是由许多堆在一起的叠片组成的，每一小片几乎只有 1mm 厚。而且，通常在铁心中混有少量的硅以增加电阻系数，从而进一步减小损耗（见图 2-39c）。

交流电动机和发电机的铁心都是叠片结构的。为防止它们有电气上的接触，在它们之间铺上一层绝缘。这些叠片用螺钉和适当的紧固件固定。对于一个给定的铁心，它的涡流损耗的减少与叠片数量的平方成正比。



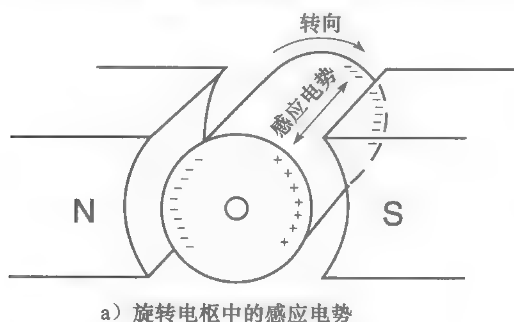
a）固定铁心中的交变磁场　b）将铁心分成两半使涡流减小　c）由薄的、互相绝缘的叠片构成的铁心

图 2-39　涡流

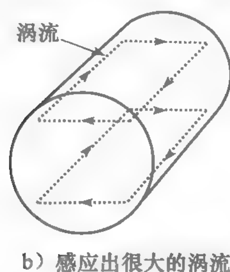
2.30　旋转铁心中的涡流损耗

直流电动机和发电机的稳定场能产生一个不变的直流磁通，该磁通能在旋转的电枢中感应出涡流。为了弄清它们是怎样产生的，我们可以假设一个圆柱形铁心在两个磁极中旋转（见图 2-40a）。当铁心转动时，由于它切割磁感线，利用法拉第定律，可知道沿着它的长度方向有感应电势产生，图 2-40 中画出了它的极性。由于该电势的存在，该铁心的电阻很小（见图 2-40b），将产生很大的涡流电流。由涡流产生很大的损耗 I^2R，并且很快转化为热量。该损耗大小与转速的平方以及磁通密度的平方成正比。

为了减小涡流损耗，可以用互相绝缘的圆形叠片构成电枢。这些叠片紧紧地贴在一起，它们的平截面与磁力线方向平行（见图 2-41）。

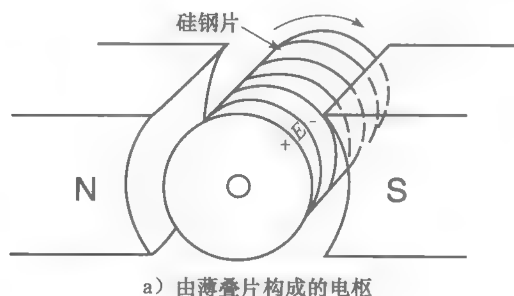


a）旋转电枢中的感应电势

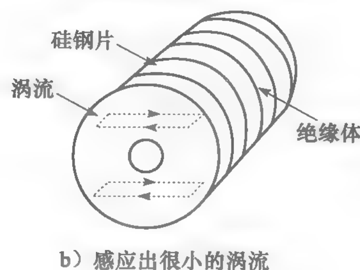


b）感应出很大的涡流

图 2-40　感应电势与涡流



a）由薄叠片构成的电枢



b）感应出很小的涡流

图 2-41　电枢与涡流

2.31 电感中的电流

我们知道在电感性电路中电压和电流的关系式为：

$$e = L\frac{\Delta i}{\Delta t} \tag{2.27}$$

式中，e 是电路中感应电势的瞬时值（V）；L 是电路的电感值（H）；$\Delta i/\Delta t$ 是电流的变化率（A/s）。

已知电流的变化率时，可以通过该等式计算感应电势的瞬时值 e。然而，通常已知 e 的大小，而要求电流 I 的大小。这可以利用相同的公式，但求解需要一些高等数学知识。为了解决上述问题，可以使用图解法，也称为伏秒法。它可以得到相同的结果，且可以更直观地表达在已知电压下电流是怎样随着时间增加或衰减的。

如图 2-42 所示，一个变化的电压 E 加在电感 L 上。假设在 $t=t_1$ 时刻，电感中的电流为 I_1。求在时间 Δt 后电感中的电流。由式（2.27）可以写出：

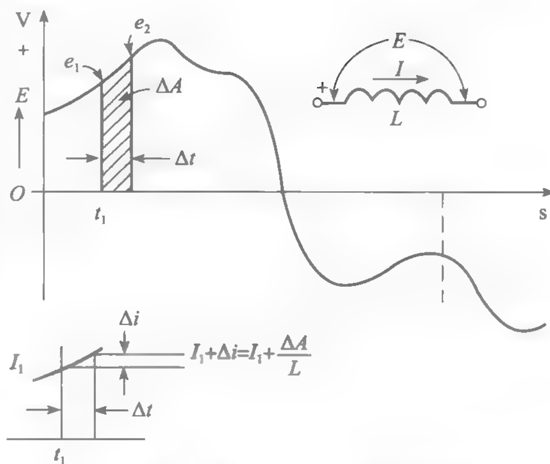


图 2-42 电感上的变化电压以及相应的电流变化，电流初始值为 I_1

$$\Delta i = \frac{1}{L}e\Delta t$$

这意味着在 Δt 期间中，电流的变化量 Δi 有：

$$\Delta i = \frac{1}{L}(\Delta t\text{ 期间电压 }e\text{ 的平均值}\times\text{时间变化量 }\Delta t)$$

$$\Delta i = \frac{1}{L}\frac{(e_1+e_2)}{2}\times\Delta t$$

$$\Delta i = \frac{1}{L}(\text{在 }\Delta t\text{ 期间中电压曲线下的面积大小 }\Delta A)$$

$$\Delta i = \frac{1}{L}(\text{在 }\Delta t\text{ 期间电感上的伏秒数})$$

因此，在 Δt 后电感上的电流为

$$I\text{ 在}(t_1+\Delta t)\text{ 时刻的值} = \text{初始值}+\Delta i = I_1+\frac{\Delta A}{L}$$

经常更需要计算在 t_2 时刻的电流值，而 t_2 是在 t_1 经过许多个 Δt 的某个时刻（见图 2-43）。因此必须加上在（t_2-t_1）期间中每个 Δt 区间电流的增量。于是在 t_2 时刻电流 I_2 的值为：

$$I_2 = \text{电流 }I_1\text{ 的初始值}+(\Delta i_1+\Delta i_2+\Delta i_3+\cdots)$$

$$I_2 = I_1+\frac{1}{L}(e_1\Delta t_1+e_2\Delta t_2+e_3\Delta t_3+\cdots)$$

$$I_2 = I_1+\frac{1}{L}(\Delta A_1+\Delta A_2+\Delta A_3+\cdots)$$

$$I_2 = I_1+\frac{1}{L}(\text{在 }t_1\sim t_2\text{ 期间电压曲线下各个小面积的代数和})$$

$$I_2 = I_1+\frac{1}{L}(t_1\sim t_2\text{ 期间电压曲线下的净面积大小})$$

e_1、e_2、e_3 等电压的值有正（+）、负（−）之分，因此小面积 ΔA_1、ΔA_2、ΔA_3 等的大小也有正（+）有负（−）。这些有正、有负的小面积之和就是在 $t_1 \sim t_2$ 期间电压曲线下的净面积大小。

因此，图 2-44 给出在时间 T 后净面积相当于（$A_1 - A_2$）伏秒数。一般地，在 T 后电流大小可表示为：

$$I = I_1 + A/L \tag{2.28}$$

式中，I_1 是在时间间隔 T 开始时的电流值；I 是在时间间隔 T 以后的电流值；A 是在 T 期间电压曲线下的净面积（V·s）；L 是电感值（H）。

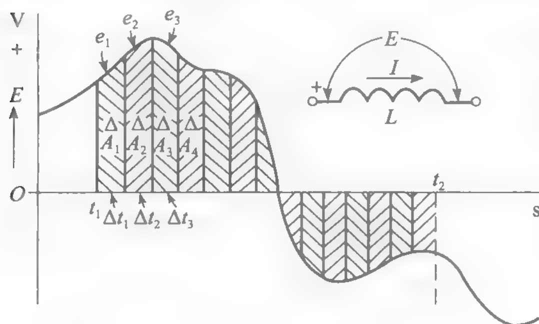


图 2-43　伏秒数的积累（释放）当一个变化电压加在电感上

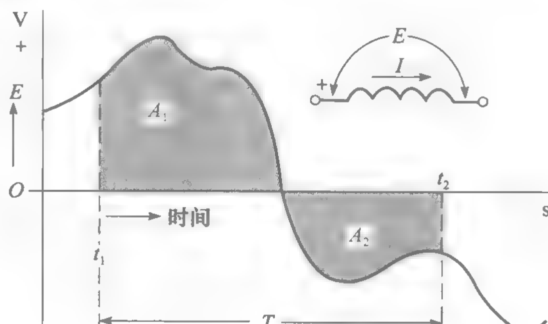


图 2-44　在期间 T 的净面积相当于面积 A_1 和 A_2 的代数和

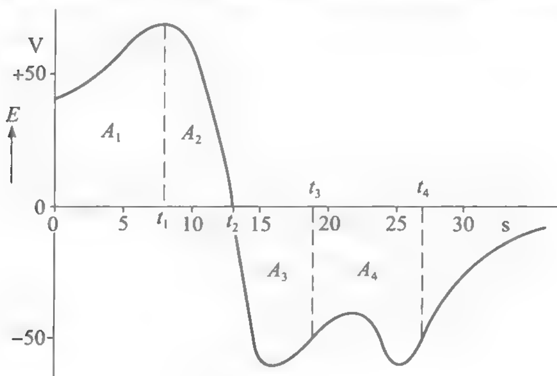
假设有一个电感 L，电阻可忽略不计，与一个电源串联，电源的电压变化如图 2-45a 所示。如果电流的初始值为零，则在 t_1 时刻的电流值为：

$$I = A_1/L$$

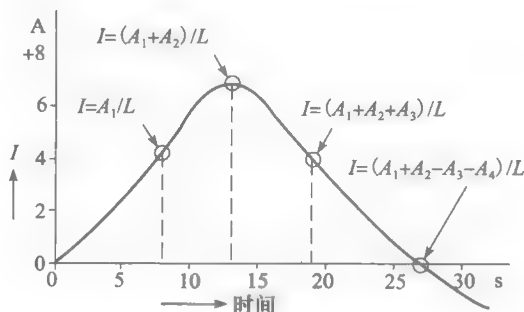
随着时间的增加，电压曲线下的面积大小也随之增加，电流的大小也因此增加。然而，在 t_2 时刻电流值达到最大，因为此时电压曲线下的面积不再增加。t_2 时刻过后，电压变成负值，因此电压曲线下的净面积也开始减小。在时刻 t_3，该净面积为（$A_1 + A_2 - A_3$），因此相应的电流值为：

$$I = (A_1 + A_2 - A_3)/L$$

在 t_4 时刻，负的面积（$A_3 + A_4$）与正的面积（$A_1 + A_2$）相等。因此净面积为零，电流也为零。在 t_4 以后，电流变成负值；这也意味着电流改变方向。



a）电感储存伏秒



b）电感中的电流

图 2-45　电感中的伏秒和电流

另一种解决问题的方法（见图 2-45）是计算电感在 $0 \sim t_2$ 期间积累的伏秒数。当电感

上伏秒数增加时，电流相应地增加，相当于充电过程。在 $t_2 \sim t_4$ 期间，电感上伏秒减少，相当于放电，此时电流也相应地减小。因此电感的表现如电容一样，不同的是，电容储存的是安培秒（库仑），而电感储存的是伏秒。例如，一个电容的大小为 C，我们知道它两端的电压可表示为：

$$E = \frac{Q_c}{C} + E_1$$

式中，E_1 为初始电压，而 Q_c 为电容在给定区间内储存的电量（安培秒，可正可负）。

同样，若一个电感大小为 L，则通过它的电流大小为：

$$I = \frac{Q_L}{L} + I_1$$

式中，I_1 表示电感中的初始电流，Q_L 为电感在给定区间积累的伏秒数（可正可负）。

注意，1 韦伯匝与 1 伏秒是等效的。因此一个 600 匝的绕组通入 20 毫韦伯的磁通后，它储存的磁通量为 600 匝×20 毫韦伯匝＝12 000 毫韦伯匝＝12 伏秒。如果该电感大小为 3 亨，则它所带的电流为 $Q_L/L = 12\text{V}\cdot\text{s}/3\text{H} = 4\text{A}$。

图 2-45b 所示为一个 100H 的电感加上如图 2-45a 的电压后通过它的电流变化。初始电流为零，然后逐渐增大到最大值 6.9A，在 27s 时又重新减小为零。注意，如果初始电流不为零，则只需在由伏秒法计算得到的瞬时的电流值上加上初始值。

例 2-11 通过 2H 电感上的电压变化如图 2-46 所示。

a. 当初始电流为零时，计算电路中电流的瞬时值。

b. 在初始电流为 7A 时，计算电流的瞬时值。

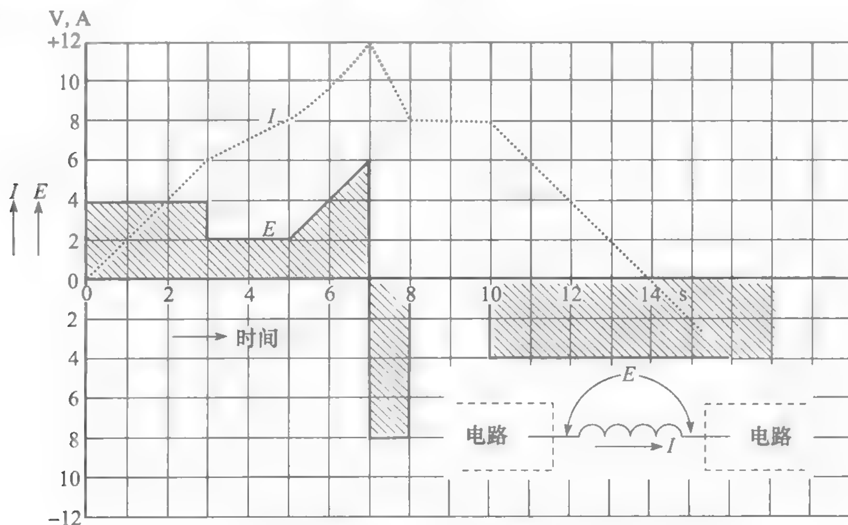


图 2-46 例 2-11 图

解 a. 在 0～3s 期间：在这段时间伏秒数均匀地增加。因此，在 1s 后，该面积 A 为 4V·s；在 2s 后为 8V·s；以此类推。利用公式 $I = A/L$，电流增加到相应的值：2A，4A，等等，最后在 3s 时达到 6A。

在 3～5s 期间：由于 E 变小，面积虽继续增加，但速率减小。当 $t=5$s 时，总的伏秒数为 16V·s；因此电流值为 16V·s/2H＝8A。

在 5～7s 期间：电压曲线下的面积增加了 4 个方格，相当于 8V·s。因此，电流相应增加 4A，从而达到 12A。注意，电流并不是按直线增长，因为在这期间电压并不是常数。

在 7～8s 期间：由于电压改变极性，因此使得伏秒减少 8V・s。从开始到现在的净面积变为 24V・s－8V・s＝16V・s。因此，在这期间，电流变为 I＝16V・s/2H＝8A。

在 8～10s 期间：由于电压变为零，净面积此时并不改变，从而电流也不变（假设线圈的电阻为零）。

在 10～14s 期间：负的伏秒数继续增加，直到 14s 时，负的面积与正的面积相等，因此电流为零。从这点以后电流改变方向。

b. 当初始电流为＋7A 时，我们只需在前面计算的各电流值上加上 7A。因此新的曲线只是将原有曲线向上移 7 个电流单位。在 11s 时，电流为 6＋7＝13A。◄

电路和方程

当我们写电路方程时，必须遵守一些关于电压、电流的准则，如 2.4 节、2.5 节、2.7 节所述。我们认为读者对应用线性和矢量代数解这些方程已经很熟悉。因此，这里主要是回顾用基尔霍夫电压定律（KVL）和电流定律（KCL）来写电路方程。

遵照这些简单的定律，可以解任何电路，无论是交流还是直流，或者复杂电路。下面从解析基尔霍夫电压定律开始。

2.32 基尔霍夫电压定律

基尔霍夫电压定律为：任何闭合回路的电压代数和为零。因此，在一个闭合回路中，基尔霍夫定律意味着该电路的电压降和电压升相等。求解过程中，并不一定要区分是“电压升”还是“电压降”。

可以用双下标表示法或符号法表示电压。具体哪种选择因人而异。下面先介绍双下标表示法，之后再用符号表示法。

2.33 基尔霍夫电压定律和双下标表示法

如图 2-47 所示，6 个电路元件 A、B、C、D、E、F 连接在一起。这些元件可能是电源也可能是负载，电路节点用数字 1～4 表示。对于任何回路，比如选 A、E、D 构成的回路，可以从任何节点开始沿回路按顺时针或逆时针转直至回到初始的节点。依照这种方法，可以根据依次遇到的回路中各个节点的顺序来确定电压的下标。因此按照遇到的节点的顺序来依次写电压的下标。

例如，从节点 2 开始沿着 $ABCD$ 构成的回路转，可依次遇到点 2-4-3-1-2。从而 KVL 方程可写为：

$$E_{24}+E_{43}+E_{31}+E_{12}=0$$

如果选择 CEF 回路，从节点 4 开始逆时针转，依次遇到的是点 4-2-3-4。则对应的 KVL 方程为：

$$E_{42}+E_{23}+E_{34}=0$$

KVL 方程中的这些电压可以是交流的，也可以是直流的。如果它们是交流量，则电压通常用相量形式表示，它们有确定的幅值和相位角。有时这些电压也可以是瞬时值。为了减少出错，将像以前一样继续将 KVL 方程写成所有电压和为零的方式。这里并不推荐使用电压升等于电压降的方程形式。

在解双下标方程时，电压 E_{XY} 等效于电压 $-E_{YX}$，反过来也成立。

例 2-12 如图 2-48 所示，两个电压源串联，分别有节点 1、2、3。电压 E_{12} 和 E_{32} 的大小分别为 E_{12}＝＋40V，E_{32}＝＋30V。求开路节点 1 和 3 之间的电压大小与极性。

解 在写回路方程时，从节点 1 开始逆时针绕回路 1231 回到点 1。因此该 KVL 回路方

程为：

$$E_{12}+E_{23}+E_{31}=0$$

转换方程得：$E_{31}=-E_{12}-E_{23}=-E_{12}+E_{32}=-40+30=-10V$

因此有：$E_{13}=+10V$

可以看出节点 1 相对节点 3 有正电势，它们之间的电压大小为 10V。◀

2.34 基尔霍夫电流定律

基尔霍夫电流定律陈述为：任意时刻，一个节点上电流的代数和为零。也可以说，在任意时刻，流入一个节点的电流之和等于流出该节点的电流之和。

图 2-49 所示的一个节点上有 5 个支流。流入该节点的电流之和为 (I_1+I_3)，而流出该节点的电流为 $(I_2+I_4+I_5)$。利用 KCL 定律，可以写出：

$$I_1+I_3=I_2+I_4+I_5$$

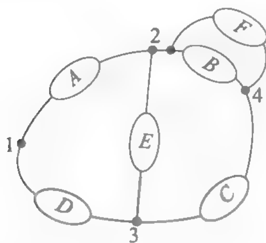


图 2-47 用双下标表示法写 KVL 方程

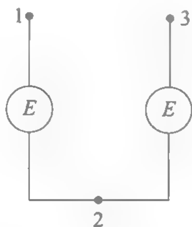


图 2-48 例 2-12 图

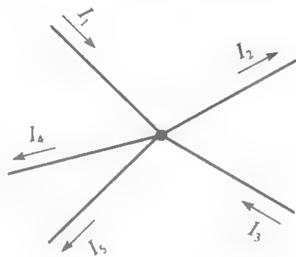


图 2-49 写 KCL 方程的规则

2.35 电流、阻抗和相关电压

如图 2-50 所示，一个阻抗 Z 连到 1 端和 2 端，通过它的电流为 I。一个大小为 IZ 的电压 E_{12} 将出现在阻抗两端。一个关于电压极性的问题将突显出来，究竟电压 E_{12} 等效于 $+IZ$ 还是 $-IZ$? 可以用如下准则来判断它的极性。

当沿着阻抗移动的方向与电流方向一致时，则相关的电压 IZ 前的符号就是（+）。因此，在图 2-50 中，可以写成 $E_{12}=+IZ$。相反地，如果阻抗移动的方向与电流相反，则电压 IZ 前的符号就是"—"。因此，$E_{21}=-IZ$。电流可以是交流的，也可以是直流的，阻抗可以是纯电阻性的 (R)，也可以是感性的 (jX_L) 或容性的 $(-jX_C)$。

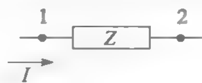


图 2-50 $E_{21}=+IZ$

在大多数电路中，我们不能准确地预测在各种电路元件中的电流方向。例如，图 2-51 所示，已知电压源 E_{13} 和 E_{24} 与 4 个阻抗 Z_1、Z_2、Z_3、Z_4 相连。因为并不知道电流的确切方向，可以假设任意方向为某一电流的方向，如图 2-51 所示。不论假设电流为哪个方向，最后解出的结果（电压、电流、极性、相位角、功率等）总是正确的。

列出图 2-51 的电路方程。对于回路 2312，从节点 2 开始顺时针旋转：

$$+I_4Z_4+E_{31}-I_1Z_1=0$$

电压 I_4Z_4 前的符号为"+"，因为绕着 2312 回路旋转时与电流 I_4 方向相同。相反，电压 I_1Z_1 前符号为负，则是由

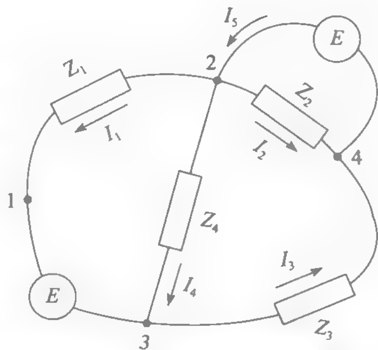


图 2-51 列 KVL 和 KCL 方程

于逆着 I_1 的方向运动。

对于回路 3423，从节点 3 开始逆时针旋转：

$$+I_3Z_3-I_2Z_2+I_4Z_4=0$$

由于与相应的电流方向一致，电压 I_3Z_3 和 I_4Z_4 前的符号为“+”。电压 I_2Z_2 前符号为负则是由于电流 I_2 方向与回路方向相反。

对于回路 242，从节点 2 开始顺时针旋转：

$$E_{24}-I_2Z_2=0$$

对节点 2 应用 KCL：

$$I_5=I_1+I_2+I_4$$

对节点 3 应用 KCL：

$$I_4+I_1=I_3$$

例 2-13 写出如图 2-52 所示电路的电路方程并计算各个支路的电流，已知 $E_{AD}=+108\text{V}$和 $E_{CD}=+48\text{V}$。

解 首先任意假定电流 I_1、I_2、I_3 的方向并写出相应的电路方程：

对于回路 $DABCD$，包含两个电压源和 6Ω 和 4Ω 的电阻，可得

$$E_{DA}+6I_1-4I_2+E_{CD}=0 \quad (\text{顺时针})$$

$$-108+6I_1-4I_2+48=0$$

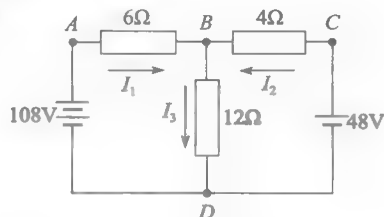


图 2-52 例 2-13 图

对于由 48V 电源，4Ω 和 12Ω 电阻组成的回路 $DCBD$，有：

$$E_{DC}+4I_2+12I_3=0 \quad (\text{逆时针})$$

$$-48+4I_2+12I_3=0$$

对节点 B 应用 KCL 定理，得：

$$I_1+I_2=I_3$$

解以上相关方程，可以得到：

$$I_1=+8\text{A} \qquad I_2=-3\text{A} \qquad I_3=+5\text{A}$$ ◀

从结果可以看出，假设的电流 I_1 和 I_3 的方向是正确的，它们的符号都为正。而电流 I_2 的实际方向与假设的方向相反，因此它的符号为负。

2.36 基尔霍夫定律和交流电路

利用双下标写电路方程的基本步骤也应用于交流电路，包括三相电路。唯一的不同是直流电路中的纯电阻性元件被交流电路中的阻性、感性及容性以及它们三者的混合体代替。而且，电压和电流都用相量形式表示，它包括幅值和相角两部分。解相量形式的电路方程很费时，但写它的电路方程则很简单，直接就可以写出。下面为两个实例。

例 2-14 在图 2-53 所示的电路中，两电源 A、B 的电压有如下形式：

$$E_{ac}=200\angle120° \qquad E_{bc}=100\angle150°$$

计算：

a. 电路中电流 I 的值；

b. 电压 E_{ab}的大小以及它的相角。

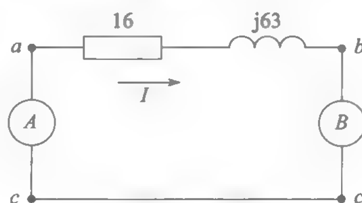


图 2-53 例 2-14 图

解 a. 为了解电路方程，先给每个电流假定任意方向。因此，假设电流 I 在 ab 间从左到右流动。为写出电路方程，从节点 c 开始，按顺时针沿回路移动，可以写出：

$$E_{ca}+I(16+\mathrm{j}63)+E_{bc}=0$$

将 E_{ac} 和 E_{bc} 的相量表示代入方程并保留 I，可以得到：

$$-200\angle120°+I65\angle75.8°+100\angle150°=0$$

解上述方程，得到 $I=1.9\angle20.5°$。

b. 为了计算 E_{ab}，沿回路顺时针方向，可列出以下电路方程：

$$E_{ca}+E_{ab}+E_{bc}=0$$

转换一下形式，

$$E_{ab}=-E_{ca}-E_{bc}=E_{ac}-E_{bc}=200\angle120°-100\angle150°$$

利用矢量代数法，可以得到

$$E_{ab}=123.9\angle96.2°$$ ◀

2.37　KVL 和符号表示法

交流电路和直流电路中的电压通常用符号表示法来表示电压，其形式如 E_1、E_a、e_m 等。在列写电路方程时，应遵循以下法则。

按电路回路方向，观察所遇到电压（E_1、E_a、e_m）第一个端点的极性，如果电压的正端（+）标出，那么没有标出的另一端点为负端。列写 KVL 电压方程时，将极性（+或−）列在各自的电压值前。以下例子将表明如何使用该准则。

例 2-15　在图 2-54 中，给出了电压 E_A 和 E_B 的极性，已知 $E_A=+37\text{V}$、$E_B=+37\text{V}$。求两个开路端点间的电压 E_C 大小和极性。

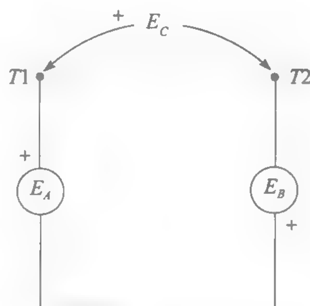


图 2-54　利用符号法列写电压方程的规则

解　假定任选一端作为 E_C 的正端（+）。如图 2-54 所示，从电压 E_A 开始，电路回路为顺时针方向。可得以下方程：

$$-E_A+E_C-E_B=0\qquad（顺时针）$$

注意，方程中电压前的符号就是沿着电路回路方向所遇到的第一个端点的符号。化简方程可得：

$$E_C=E_A+E_B=+37-15=+22\text{V}$$

因此，电压 E_C 的大小为 22V，端点 $T1$ 的电压相对于 $T2$ 的电压确实为正，这与我们在开始假设的极性正好一致。◀

2.38　利用符号表示法解交流和直流电路

在电路中用符号表示法时，我们对电压 IZ 的处理方法与用双下标形式相同。也就是说，回路方向与电流的方向一致，阻抗 Z 上的电压前的符号为正。相反，当回路方向与电流方向相反时该电压前的符号为负。

下面的例子介绍了上述方法的应用。

例 2-16　图 2-55 所示电路中电源电压为 $E=1600\angle60°$。各阻抗的值均在图中标出。

计算：a. 通过每个电路元件的电流；

b. 72 欧容抗上的电压 E_x。

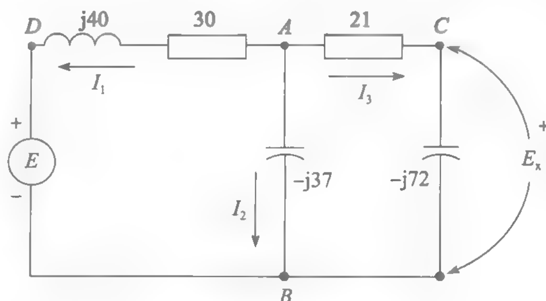


图 2-55　例 2-15 图

解　a. 为求得各个电流，给电流一个假定正方向，如图 2-55 所示。因此可以写出以下电路方程。

绕 $BDAB$ 回路顺时针方向，有：

$$-E-I_1(\mathrm{j}40)-I_1(30)+I_2(-\mathrm{j}37)=0 \qquad (\text{顺时针})$$

绕 $ABCA$ 回路逆时针方向，可得：

$$I_2(-\mathrm{j}37)-I_3(-\mathrm{j}72)-21I_3=0 \qquad (\text{逆时针})$$

最后，对 A 节点运用 KCL，得：

$$I_1+I_2+I_3=0$$

解以上方程，可得：

$$I_1=44.9\angle 215^\circ \qquad I_2=30.3\angle 40^\circ \qquad I_3=14.9\angle 24^\circ$$

b. 可以把 E_x 看成是连在电容两端的伏特表，如其他回路一样，可以列出电容和该伏特表组成的闭合回路的电路方程。因此，按顺时针方向写出该方程为：

$$-I_3(-\mathrm{j}72)+E_x=0$$

因此可得 $$E_x=I_3(-\mathrm{j}72)=14.9\angle 24^\circ(-\mathrm{j}72)$$

从而有 $$E_x=1073\angle -66^\circ$$ ◀

2.39 电路中的混合表示法

在一些电路，同时用符号表示法和双下标表示法来解方程是很有用的，下面将给出实例。

例 2-17 图 2-56 所示三相电源系统，$E_a=26\angle 0^\circ$，$E_b=26\angle 120^\circ$，$E_c=26\angle 240^\circ$（符号表示法）。试计算开路端点间的电压 E_{12}、E_{23} 和 E_{31}（双下标表示法）。

解　为了求得结果，可写出以下 KVL 方程，读者可以自己验证：

$$E_{12}+E_b-E_a=0$$

$$E_{23}+E_c-E_b=0$$

$$E_{31}+E_a-E_c=0$$

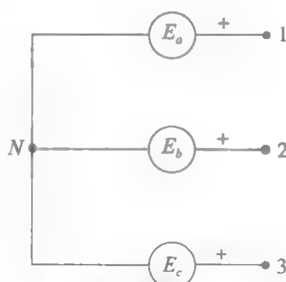


图 2-56　例 2-16 图

改变一下方程形式，可得：

$$E_{12}=E_a-E_b=26\angle 0^\circ-26\angle 120^\circ=45\angle -30^\circ$$

$$E_{23}=E_b-E_c=26\angle 120^\circ-26\angle 240^\circ=45\angle 90^\circ$$

$$E_{31}=E_c-E_a=26\angle 240^\circ-26\angle 0^\circ=45\angle 210^\circ$$

也可以将符号表示形式的电压变为双下标形式。例如，在 E_a 与端点 N、1 组成的回路中，可以写出 KVL 方程：

$$E_{N1}+E_a=0$$

因此 $E_{N1}=-E_a$，也可以写成 $E_{1N}=E_a$。 ◀

以上便完善了求交流、直流电路方程的方法。

习题

2-1　图 2-57 中三个直流电源 G_1、G_2、G_3 的电压表示形式如下：

$$E_{12}=-100\mathrm{V}$$

$$E_{34}=-40\mathrm{V}$$

$$E_{56}=+60\mathrm{V}$$

试确定每个电源两端点的实际极性。



图 2-57　习题 2-1 与习题 2-2 图

2-2　对于习题 2-1，如果三个电源串联，试确定串联后两个开路端点间的电压大小和端点极性，以下为各种串联方式。

a. 端点 2、3 连接，4、5 连接；

b. 端点 1、4 连接，3、6 连接；

c. 端点 1、3 连接，4、6 连接。

2-3　对于图 2-58 所示电路和图形，试确定在曲线 1、2、3、4 点时端点的电压大小和极性。

2-4　一根长 2m 的导体以 60km/h 的速度在磁感应强度为 0.6T 的磁场中运动。试计算导体的感应电势。

2-5　一个 200 匝的线圈交链的磁通量为 3mWb。若磁场是运动的，线圈的磁通量在 0.2s 内减小到 1.2mWb。计算线圈中感应的平均电压。

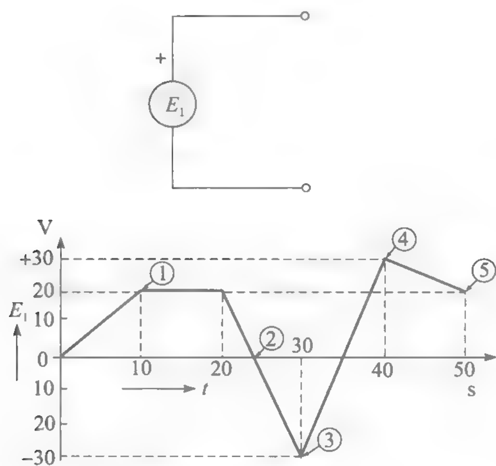


图 2-58 习题 2-3 图

2-6 写出下列量的国际标准单位

a. 磁通量　　b. 磁通密度

c. 磁场强度　　d. 磁动势

2-7 参照图 2-26，计算铸铁在磁通密度分别为 0.2T、0.6T、0.7T 时的相对磁导率。

2-8 要在一个长 8mm 的气隙中产生磁通密度为 0.6T 磁场，计算所需要的磁动势。

2-9 图 2-29 中的导体 AB 中通有 800A 的电流，由 B 流向 A。计算：

a. 导体 AB 受的力；

b. 运动的 N 极所受的力；

c. 试问 N 极上受的力方向是否与转子上的力方向相同？

2-10 a. 画出峰值为 200V、频率为 5Hz 的正弦波的波形；

b. 如果在 $t=0$ 时刻，电压为零，那么在 $t=$ 5ms、75ms、150ms 时电压又是多少？

2-11 一个正弦电流的有效值为 50A，试计算它的峰值大小。

2-12 一个 120V 的正弦电压加在一个 10Ω 的电阻上。计算：

a. 通过电阻的电流的有效值；

b. 电阻上的电压峰值；

c. 电阻消耗的功率；

d. 电阻上功率的峰值。

2-13 一个非正弦波电压含有一个 11 次谐波，其大小为 20V，频率为 253Hz。计算基波的频率。

2-14 在一台单相电动机中，60Hz 的电流相位滞后电压 36°。计算电压和电流峰值的时间差。

2-15 如图 2-59 所示，试确定以下每两个量间的相角差，以及哪个量是滞后的。

a. I_1 和 I_3；　　b. I_2 和 I_3；　　c. E 和 I_1。

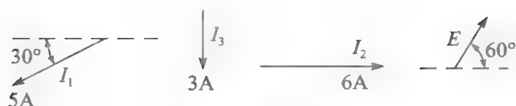


图 2-59 习题 2-15 图

2-16 某交流电磁铁加入电压，电压表达式为 $E=160\sin\phi$，电流表达式为 $I=20\sin(\phi-60°)$，所有角均用度表示。

a. 画出 E 和 I 的相量图，并用有效值表示；

b. 画出以 ϕ 为变量的 E 和 I 的波形；

c. 计算正的功率峰值和负的功率峰值。

2-17 a. 如图 2-24 所示，当三次谐波波形反相时，画出该非正弦波的波形；

b. 计算该波形的峰值电压。

2-18 在图 2-4 中，如果 A_1 端为负端且电流由 A_2 端流向 B_2 端，试问哪个盒子为电源？

2-19 假设图 2-4 中连接两个盒子的导线电阻为零，A_1 端相对 A_2 端极性为正，那么 B_1 端是否相对于 B_2 端极性为负呢？

2-20 如果图 2-24a 中电压 $e_2=20\cos(360ft-\theta)$，若 $\theta=150°$，$f=180$Hz，计算当 $t=0$ 及 $t=262.37$s 时 e_2 的值。

工程应用

2-21 写出图 2-60a、b、c、d 所示的四个电路的 KVL 电路方程。(按顺时针方向)

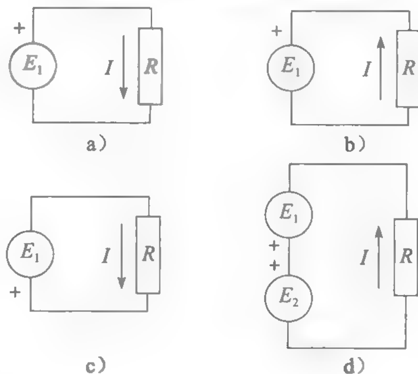


图 2-60 习题 2-21 图

2-22 写出图 2-61a、b、c 部分的 KCL 方程，并确定电流 I 的实际方向。

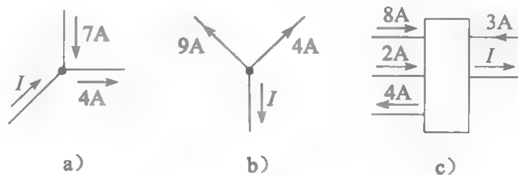


图 2-61 习题 2-22 图

2-23　写出图 2-62a、b、c、d 中的 KVL 和 KCL 方程（按顺时针方向）。

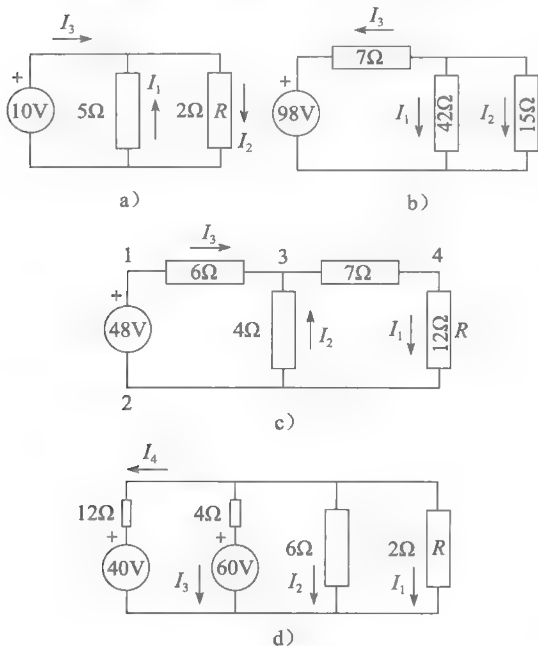


图 2-62　习题 2-23 图

2-24　某信号发生器产生如果图 2-63 所示的脉冲电压。如果将这个电压加到一个 10Ω 的电阻上，计算：

a. 电流的基波频率；
b. 峰值功率，单位用瓦特表示；
c. 每个周期消耗的能量，单位用焦耳表示；
d. 每个周期的平均功率；
e. 产生相同平均功率所示的直流电压值；
f. 图 2-63 中电压的有效值；
g. 平均电压值。

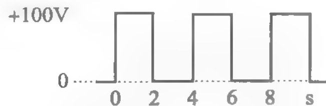


图 2-63　习题 2-24 图

2-25　若电压波形如图 2-64 所示，重新做习题 2-24。

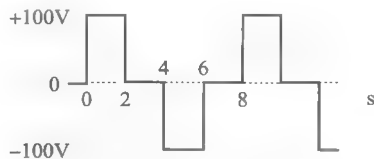


图 2-64　习题 2-25 图

2-26　写出图 2-65a～g 各部分中的 KVL 和 KCL 方程（按回路的顺时针方向）。

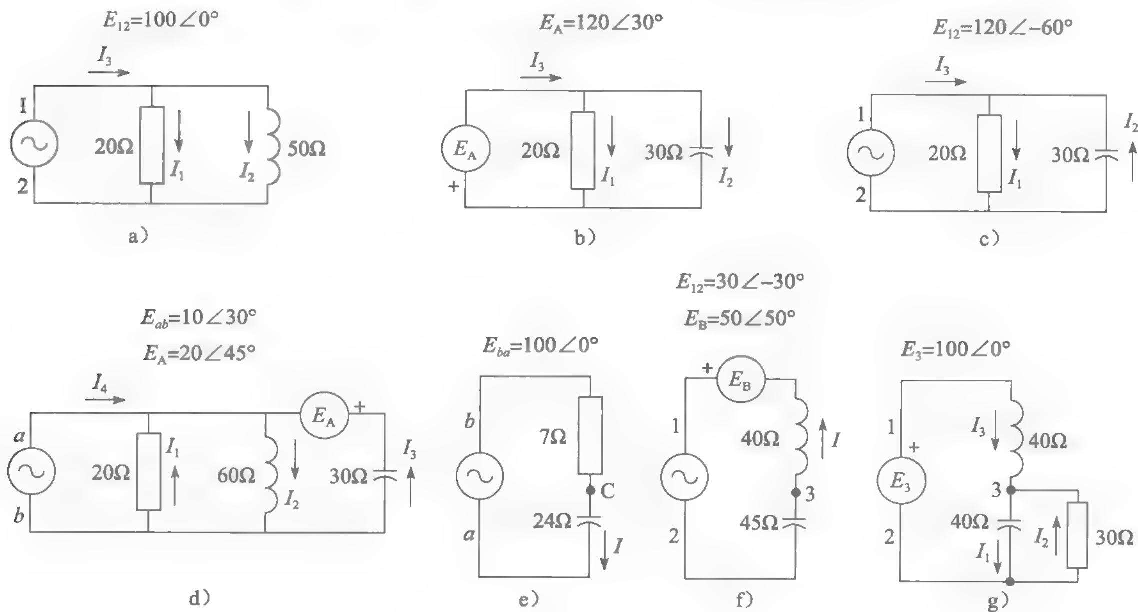


图 2-65　习题 2-26 图

第3章 力学和热学的基本知识

3.0 引言

为了对电力技术有深入了解，有必要掌握力学和热学的基本知识。例如，大型电动机的起动不仅取决于转矩的大小，还取决于转动部分的转动惯量。交流电机的过载能力也不是由导体的大小唯一确定的，也跟它的绕组能承受的温度有关。输电线不仅要考虑它们的冰负荷，还要考虑它们通电时相互的作用力。还可以举出很多这样涉及多方面知识（电的、机的、热的）的例子，这都有助于很好地理解电力技术。

基于以上原因，本章主要介绍了力学和热学的一些基本知识。本章介绍的各个部分并不期望读者能完全理解，但它提供了有价值的信息，在需要时可方便地查找。因此，建议读者先快速浏览本章一遍，当需要时，再仔细地阅读。

3.1 力

重力是我们最熟悉的力。例如，当我们要提起一块石头，必须用自身力去克服始终使石头向下的重力。当然，还有很多其他的力，如拉伸的弹簧施加的力或炸药爆炸释放的力等。这些力都用国际标准单位牛顿（N）表示。

重力的大小取决于物体的质量大小，它的具体表达式为：

$$F = 9.8m \tag{3.1}$$

式中，F 是施加在物体上的重力大小（N）；m 是物体的质量（kg）；9.8 是当物体在地球表面附近（在 30km 以内）时的重力加速度常数。

例 3-1 计算质量为 12kg 的物体所受的重力。

解 重力大小为：

$$F = 9.8m = 9.8 \times 12 = 117.6\text{N}$$

当使用英国单位时，必须弄清楚磅（lb）和磅力（lbf）的区别。一磅相当于 0.453 592 37kg。而一磅力则相当于（9.806 65×0.453 592 37）牛顿，也就是 4.448N。 ◀

例 3-2 计算质量为 140 磅的物体所受到的重力。并分别用牛顿和磅力表示。

解 利用附录 AX0 的转换表，质量 140lb＝140(÷2.205)＝63.5kg。由式（3.1）可得重力为：

$$F = 9.8m = 9.8 \times 63.5 = 622.3\text{N}$$

同样利用转换表 622.3N＝622.3(÷4.448)＝139.9lbf。注意，139.9 磅力的重力看起来很像 140lb。然而，140lbf 的力与 140lb 的质量是完全不同的。 ◀

3.2 转矩

当一个力作用在一个物体上试图使它旋转或扭曲，这时将产生转矩。转矩大小为作用力的大小与转动轴到作用力点距离的乘积。例如，假设一段线绕在半径为 r 的滑轮上（见图 3-1）。如果用力拉该段线，则滑轮将会转动。该力产生在滑轮上的转矩可表示为：

$$T = Fr \tag{3.2}$$

式中，T 是转矩（N・m）；F 是力（N）；r 是半径（m）。

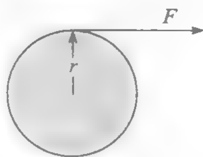


图 3-1 转矩 $T=Fr$

如果滑轮可以移动，则它将绕着它的轴转动。

例 3-3　一个电动机的起动转矩为 150N·m。如果转轴上的滑轮直径为 1m，计算使电动机静止的最小力。

解　半径为 0.5m，因此，停转力为 $F=T/r=150/0.5=300\text{N}$。如果半径为 2m，则只需 75N 的力就可以了。◀

3.3　机械功

机械功是力在力的方向上移动一定距离 d 时产生的。功的表达式为：

$$W = Fd \tag{3.3}$$

式中，W 是功（J）；F 是力（N）；d 是在力的方向上移动的距离（m）。

例 3-4　将一个重 50kg 的物体提到 10m 高的地方（见图 3-2）。计算该力做的功。

解　该物体的重力为：

$$F = 9.8m = 9.8 \times 50 = 490\text{N}$$

力所做的功为：

$$W = Fd = 490 \times 10 = 4900\text{J}$$ ◀

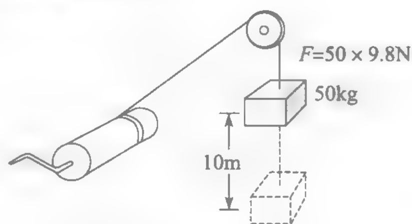


图 3-2　功 $W=Fd$

3.4　功率

功率是做功快慢的物理量。由以下公式给出：

$$P = W/t \tag{3.4}$$

式中，P 是功率（W）；W 是所做的功（J）；t 是做功的时间（s）。

功率的单位是瓦特（W），通常使用的千瓦（kW）相当于 1000W。电动机的输出功率有时也用马力（hp）表示。一马力等于 746W，也对应于运货马车的马做的平均功率。

例 3-5　一个电动机在 12s 内将质量为 500kg 的物体从地面提升到 30m 高的地方（见图 3-3）。计算电动机的平均功率，分别用千瓦和马力表示。

解　绳子上的拉力与物体所受到的重力大小相等：

$$F = 9.8m = 9.8 \times 500 = 4900\text{N}$$

因此电机所做的功为：

$$W = Fd = 4900 \times 30 = 147\,000\text{J}$$

功率为：

$$P = W/t = 147\,000/12 = 12\,250\text{W} = 12.25\text{kW}$$

表示成马力形式为：

$$P = 12\,250/746 = 16.4\text{hp}$$ ◀

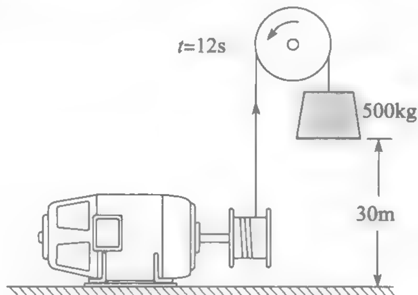


图 3-3　功率 $P=W/t$

3.5　电动机的功率

电动机输出的机械功率取决于它的转子转速和它的转矩。功率表达式如下所示：

$$P = \frac{nT}{9.55} \tag{3.5}$$

式中，P 是机械功率（W）；T 是转矩（N·m）；n 是转速（r/min）；9.55 是用以上单位表示时所需的常数（精确值为 $30/\pi$）。

可以用普罗尼制动器来测电动机的输出功率。它通过两条固定的皮带连接到固定在电

动机上的滑轮上。皮带的末端有两个弹簧秤，通过调节固定的螺杆 V 可以改变皮带的压力（见图 3-4）。当电动机转动时，可以通过调节皮带的松紧来改变电动机功率的输出。电动机发出的功率完全以热量的形式消耗在皮带与滑轮的摩擦上。

当电动机不转时，两个弹簧秤的示数相同，从而转矩为零。然而，如图 3-4 所示，如果电动机顺时针转动，则拉力 P_1 大于 P_2。因此作用在圆周的合力大小为（P_1-P_2）牛。如果滑轮的半径为 r，则转矩 $T=(P_1-P_2)r$ 牛·米。已知转速，就可以利用式（3.5）计算功率。

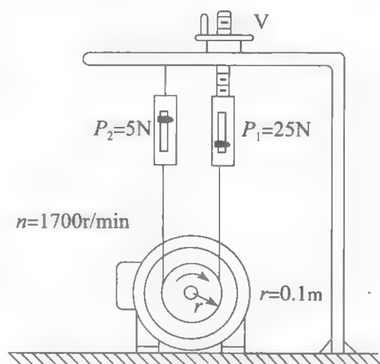


图 3-4 普罗尼制动器

例 3-6 在用普罗尼制动器测电动机功率中，弹簧秤的示数分别为 25N 和 5N（见图 3-4）。计算当转速为 1700r/min，滑轮半径为 0.1m 时电动机的输出功率。

解 转矩为

$$T=Fr=(25-5)\times 0.1=2\text{N}\cdot\text{m}$$

功率为

$$P=nT/9.55=1700\times 2/9.55=356\text{W}$$

因此电动机的输出功率为 356W，相当于 0.5hp。◀

3.6 能量的转化

能量可以存在于以下任何一种模式：

- 机械能（弹簧中储存的能量或汽车的动能）
- 热能（炉子释放的热量或摩擦生热或太阳能）
- 化学能（炸药中的能量，煤炭中的能量或电池中的能量）
- 电能（发电机发出的能量或闪电带来的能量）
- 原子能（当原子中的核子被改变时所释放的能量）

虽然能量既不能被创造也不能被毁灭，但它可以通过合适的装置或机器从一种形式转换为另一种形式。例如，储存在煤中的化学能可以通过在炉子中燃烧煤而将它转化为热能；蒸汽中的热能可以通过涡轮将之转化为机械能；通过发电机可以把机械能转化为电能。

通过上面的例子，可知炉子、涡轮以及发电机是实现能量转化的装置。

可惜的是，无论何时进行能量传递，由于这些转化装置自身的损耗总使得输出的能量小于输入的能量。这些损耗以热能的形式消耗，从而使得相应的装置温度升高。因此，供给电动机的电能总有一部分以热量的形式消耗在绕组当中。而且，由于机械部分的摩擦和风扇的空气湍流，将损失一部分机械能。这些损失的机械能最终也将转化为热量。因此，电动机输出的有用功总是小于它的输入电功。

3.7 效率

计算效率可以用以下公式：

$$\eta=\frac{P_o}{P_i}\times 100\% \tag{3.6}$$

式中，η 是效率（百分比）；P_o 是输出功率（W）；P_i 是输入功率（W）。

将热能转化为机械能的效率是很低的。因此，汽轮机的效率在 25%～40%之间，而内燃机（汽车发动机、柴油机）的效率只在 15%～30%之间。为了弄清上面说的效率有多低，我们必须知道一个效率为 20%的机器，它接收的能量有 80%以热量的形式消耗掉。

将电能转化为机械能的电动机有高得多的效率，它们的效率在75%～98%之间，依电动机的大小不同而不同。

例 3-7 一个额定功率为150kW的电动机在满载运行时的效率为92%。计算该电机的损耗。

解　150kW的额定功率指的是电动机的输出功率。

输入功率为：

$$P_i = P_o/\eta = 150/0.92 = 163\text{kW}$$

输出功率已知为：

$$P_o = 150\text{kW}$$

因此损耗为：

$$P_i - P_o = 163 - 150 = 13\text{kW}$$

◀

考虑到该电机的高效率，它的损耗还不算多，但是也足够在寒冬给一个大家庭供热。

3.8　直线运动的动能

一个下落的石头或快速运动的汽车具有动能，动能是由于运动而产生的能量。动能是机械能的一种形式，它的等式如下：

$$E_k = (1/2)mv^2 \tag{3.7}$$

式中，E_k 是动能（J）；m 是物体的质量（kg）；v 是物体运动的速度（m/s）。

例 3-8 一辆质量为6000kg的公交车以100km/h的速度行驶。如果它搭载了40个乘客，总质量为2400kg，计算该车的总动能。当刹车使汽车停止时，它的能量将发生什么变化?

解　包括车身在内的总质量为：

$$m = 6000 + 2400 = 8400\text{kg}$$

速度为：

$$v = 100\text{km/h} = \frac{100 \times 1000\text{m}}{3600\text{s}} = 27.8\text{m/s}$$

因此动能为：

$$E_k = (1/2)mv^2 = 1/2 \times 8400 \times 27.8^2 = 3\,245\,928\text{J} = 3.25\text{MJ}$$

为了停住汽车，刹车将产生摩擦生热并抵消汽车的动能。当所有的动能（3.25MJ）均以热量的形式消耗掉时，汽车将停止运动。◀

3.9　旋转动能、转动惯量

一个旋转的物体也具有动能。它的大小取决于旋转的速度和物体的质量和形状。旋转物体的动能计算公式如下所示：

$$E_k = 5.48 \times 10^{-3} Jn^2 \tag{3.8}$$

式中，E_k 是动能（J）；J 是转动惯量（kg·m²）；n 是旋转速度（r/min）；5.48×10^{-3} 是为了配合单位的常数（准确值为 $\pi^2/1800$）。

转动惯量 J（有时简称惯量）取决于物体的质量和形状。一些简单类型物体的转动惯量可以通过表3-1中的式（3.9）～式（3.13）计算。如果一个物体具有复杂的形状，可以将它分解成几个简单的部分，并通过表3-1的公式分别计算它的转动惯量。因此物体的转动惯量就是它各个部分惯量之和。

表 3-1 物体绕 0 轴旋转时转动惯量 J 的计算

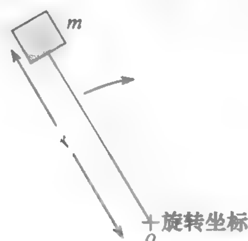


图 3-5 质量 m，绕 o 点以 r 为半径旋转

$$J=mr^2 \tag{3.9}$$

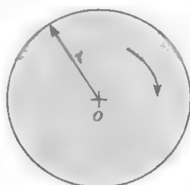


图 3-6 质量 m 半径为 r 的圆盘

$$J=\frac{mr^2}{2} \tag{3.10}$$

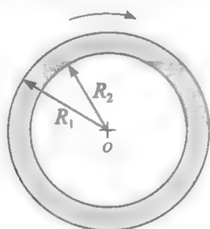


图 3-7 横截面为矩形的质量为 m 的圆环

$$J=\frac{m}{2}(R_1^2+R_2^2) \tag{3.11}$$

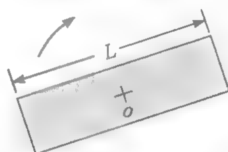


图 3-8 以中心为轴旋转的质量 m 的直条

$$J=\frac{mL^2}{12} \tag{3.12}$$

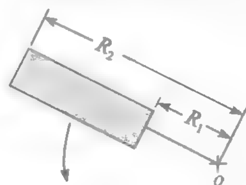


图 3-9 绕 o 旋转的质量为 m 的长条

$$J=\frac{m}{3}(R_1^2+R_2^2+R_1R_2) \tag{3.13}$$

惯量是旋转机器中的一个重要量，它能帮我们解决一些问题。

例 3-9 一个实心的钢制飞轮的直径为 1m，厚度为 225mm（见图 3-10）。

计算：a. 该物体的转动惯量；

b. 当飞轮以 1800r/min 旋转时它的动能。

解 a. 由表 3-1 可得到飞轮的惯量为：

$$J=\frac{mr^2}{2}=\frac{1400\times0.5^2}{2}=175\text{kg}\cdot\text{m}^2$$

b. 因此动能为：

$$E_k=5.48\times10^{-3}Jn^2=5.48\times10^{-3}\times175\times1800^2=3.1\text{MJ}$$

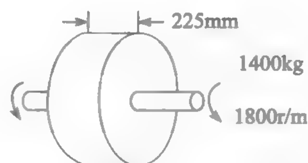


图 3-10 例 3.9 中的飞轮

可以看到这个相对较小的飞轮的动能竟与例 3-8 中的载客汽车一样大。

例 3-10 一个飞轮的形状如图 3-11 所示。该飞轮由一个圆环和一个矩形的轮毂组成。圆环和轮毂的质量分别为 80kg 和 20kg。计算该飞轮的转动惯量。

解　对于圆环：

$$J_1 = m(R_1^2 + R_2^2)/2 = 80(0.4^2 + 0.3^2)/2 = 10\text{kg} \cdot \text{m}^2$$

对于轮毂：

$$J_2 = mL^2/12 = 20 \times (0.6)^2/12 = 0.6\text{kg} \cdot \text{m}^2$$

飞轮的转动惯量为

$$J = J_1 + J_2 = 10.6\text{kg} \cdot \text{m}^2$$ ◀

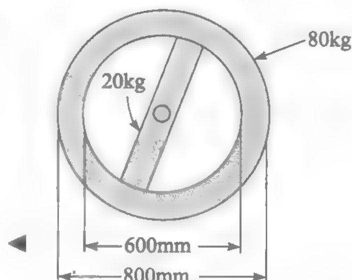


图 3-11　例 3.10 中的飞轮

3.10　转矩、转动惯量对速度的影响

只有一种方法可以改变旋转物体的速度，那就是在某一给定时间内调节该物体的转矩。速度的变化率取决于转动惯量，也取决于转矩。一个简单的公式就可以把这些关系表达出来：

$$\Delta n = 9.55T\Delta t/J \tag{3.14}$$

式中，Δn 是速度的改变量（r/min）；T 是转矩（N・m）；Δt 是转矩作用时间（s）；J 是转动惯量（kg・m²）；9.55 是为匹配单位的常数（准确值为 $30/\pi$）。

如果转矩的方向与旋转方向相同，那么速度将变快。相反地，转矩与速度方向相反，那么速度将减小。通过 Δn 的值也可以看出速度的变化。

例 3-11 图 3-11 所示的飞轮以速度 60r/min 旋转，提供一个 20N・m 的转矩使它的转速上升到 600r/min。试求该过程要多少时间？

解　速度的改变量为：

$$\Delta n = 600 - 60 = 540\text{r/min}$$

已知转动惯量为：

$$J = 10.6\text{kg} \cdot \text{m}^2$$

将以上值代入式（3.14）中

$$\Delta n = 9.55T\Delta t/J$$

$$540 = 9.55 \times 20\Delta t/10.6$$

从而得到：

$$\Delta t = 30\text{s}$$ ◀

3.11　电动机/负载系统的速度

在电力技术中，用一个电动机拖动一个机械负载是很常见的。在这样一个系统中，要考虑 3 个主要的因素：电动机产生的转矩、负载转矩、转动速度。下面解释它们是怎样相互作用的。

考虑一个负载通过一个转动轴与电动机相连（如图 3-12 所示）。负载的固有转矩为 T_L 且方向为逆时针方向。而电动机发出的转矩 T_M 为顺时针方向，可以通过改变电动机中电流 I 的大小来改变 T_M。假设系统在初始时刻是静止的，且有 $T_M = T_L$。因为两个转矩大小相同而方向相反，它们的合力矩为零，所以系统没有转动的趋势。

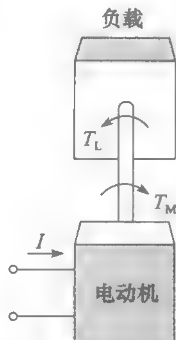


图 3-12　静止的轴，$T_M = T_L$

由于两个转矩的方向相反，在它们的作用下转动轴处于扭曲状态，并有可能有点变形，但除此之外，其他的并没有异常。

假设要让负载以速度 n_1 顺时针旋转，则应该增加电动机中的电流以使 T_M 大小超过 T_L。由于在转轴上的合转矩为顺时针方向，因此转轴将顺时针转动。转速将随着时间逐渐增加，到达 n_1 时，减小电流 I 使 T_M 与 T_L 相同。由于此时的净转矩又变为零，因此 n_1 转速将不再增加也不再减小（如图 3-13 所示）。

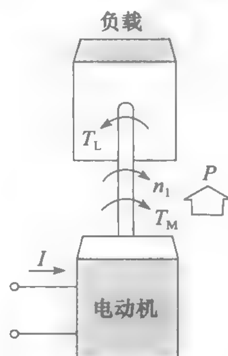


图 3-13 顺时针旋转，$T_M=T_L$

从以上例子可以得出一个很重要的结论。当电动机发出的转矩 T_M 与负载的转矩 T_L 大小相等且方向相反时，负载速度将保持恒定。也许这个结论有点难以理解，因为我们都倾向于接受当 $T_M=T_L$ 时，系统将保持静止。但实际情况与结论是相符的，即无论什么时候当电动机转矩与负载转矩大小相等且方向相反时，系统的速度都将保持不变。实际上，这时的电动机/负载系统处于一个动态平衡状态。

在负载以速度 n_1 旋转时，改变 T_M 大小使它小于 T_L，从而转轴上的合转矩变成了逆时针方向。因此，只要 T_L 一直大于 T_M，转动速度将一直减小。如果 T_L 与 T_M 之间的不平衡持续时间够长，那么转速很有可能减小到零甚至为负。当转速反方并达以 n_2 转旋时，使转矩 $T_M=T_L$，那么系统将在这个新速度上运行（见图 3-14）。

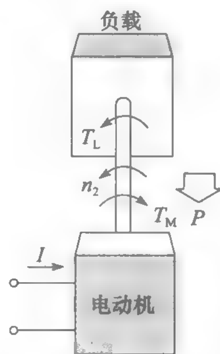


图 3-14 逆时针旋转，$T_M=T_L$

总之，在图 3.12、图 3.13、图 3.14 中 T_L 与 T_M 大小都相同，然而转轴可能顺时针转动，也可能逆时针转动或者不转。实际的稳态速度取决于在达到稳态前的一段时间中，T_M 是比 T_L 大还是小。对于以上结论读者应仔细思考。

任何时候，只要 T_M 和 T_L 的大小不等且方向相反，速度就将改变。速度改变的快慢取决于转动惯量的大小，这方面将在 3.13 节中涉及。

3.12 在机械连接系统中的能量流动

如图 3-13 所示，电动机产生的转矩 T_M 与实际的速度 n_1 同方向。这意味着电动机将机械能传给转轴。另一方面，负载转矩 T_L 与实际的速度 n_1 方向相反，因此负载接受来自转轴的机械能。因此可以得出以下定律：

当电动机产生的转矩与实际速度方向相同时，电动机向负载传送能量。否则，电动机吸收来自负载的能量。

在图 3-14 中，电动机吸收来自负载的能量，因为此时转矩 T_M 方向与速度 n_2 相反。尽管以上情况不经常发生，只短时在电动车辆或起重机中发生。在这种情况下的电动机将在后面几节讨论。

3.13 电动机驱动具有转动惯量的负载

当用电动机带动一个机械负载时，通常速度保持常量。在这个动态平衡过程中，电动机发出的转矩 T_M 与负载转矩 T_L 大小相等方向相反。这时旋转部分的转动惯量并不起作用。然而，如果增加电动机的转矩使它大于负载转矩，转速将上升；相反，如果电动机的转矩小于负载转矩，转速将下降。速度的升降（Δn）可以通过式（3.14）算出，式中的 T 为合转矩（T_M-T_L）。

$$\Delta n = 9.55(T_M - T_L)\Delta t / J \tag{3.15}$$

式中，Δn 是速度的改变量（r/min）；T_M 是电动机产生的转矩（N·m）；T_L 是负载转矩（N·m）；Δt 是转矩 T_M 和 T_L 作用的时间（s）；J 是转动惯量（kg·m²）。

例 3-12 一大卷纸固定在一个卷纸机器末端，它的直径为 1.8m，长度为 5.6m，转动惯量为 4500kg·m²。该纸卷由一台直流电动机带动并以 120r/min 的速度转动。施加在纸上的张力保持为 6000N。

a. 计算当该纸卷保持速度 120r/min 转动时电动机输出的功率。

b. 如果要让该纸卷的速度在 5s 内上升到 160r/min，计算电动机在这段时间内要施加的转矩。

c. 计算在达到速度 160r/min 时，电动机的输出功率。

解 a. 施加在纸卷上的转矩为：

$$T = Fr = 6000 \times 1.8/2 = 5400\text{N}\cdot\text{m}$$

电动机输出的功率为：

$$P = \frac{nT}{9.55} = \frac{120 \times 5400}{9.55} = 67.85\text{kW}(\text{相当于 }91\text{hp})$$

b. 当速度从 120r/min 上升到 160r/min 时，负载转矩（5400N·m）保持不变，因为加在纸上的张力并没有改变。假设电动机需要的转矩为 T_M。要使速度增加它应该大于负载转矩。

可得：

$$\Delta n = 160 - 120 = 40\text{r/min}$$

$$J = 4500\text{kg}\cdot\text{m}^2$$

$$\Delta t = 5\text{s}$$

$$\Delta n = \frac{9.55(T_M - T_L)\Delta t}{J}$$

$$40 = \frac{9.55(T_M - 5400)5}{4500}$$

因此，

$$T_M - 5400 = 3770$$

$$T_M = 9170$$

在加速阶段，电动机必须发出大小为 9170N·m 的转矩。

在加速到 160r/min 时刻电动机的输出功率为：

$$P = \frac{nT}{9.55} = \frac{160 \times 9170}{9.55} = 153.6\text{kW}(\text{相当于 }206\text{hp})$$

c. 一旦所要求的转速（160r/min）达到以后，电动机只要输出相当于负载转矩大小（5400N·m）的转矩即可。因此此时电动机的输出的功率减小到：

$$P = \frac{nT}{9.55} = \frac{160 \times 5400}{9.55} = 90.5\text{kW}(\text{相当于 }121\text{hp})$$ ◀

3.14 电动机驱动直线运动的负载

旋转运动的负载例如风扇、泵、机床等适合与电动机直接连接。另一方面，直线运动的负载（如升降机、列车、拉丝机等）则需要一个运动转换装置来与旋转机器连接。该运动转换装置可以是带绳子的滑轮、齿条齿轮装置或运行在轨道上的轮子。这些转换装置非常简单，以致我们很少考虑它们的重要性。

直线运动涉及的量为直线运动的速度 v 和该方向的力 F，而旋转的运动则与旋转速度 n 以及转矩 T 有关。那么转换装置是怎样将这些量联系起来的呢？

假设一个起重器由一个旋转电机驱动，该电动机的旋转速度为 n，施加的转矩为 T（如图 3-15 所示）。这使得垂直升降台以力 F 作用于其上的负载并沿垂直方向以速度 v 运动。用于升降负载的功率为：

$$P_o = Fv$$

输入到起重器的功率为：

$$P_i = \frac{nT}{9.55}$$

假设转换装置没有损耗，因此有：

$$P_i = P_o$$

即：

$$nT = 9.55Fv \qquad (3.16)$$

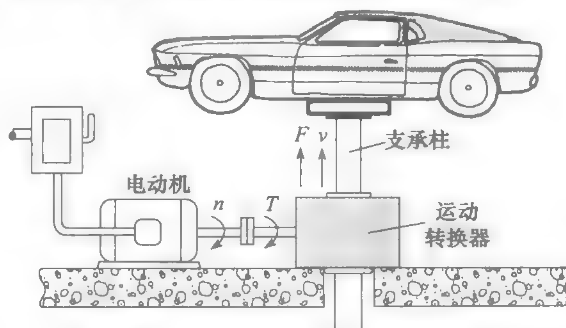


图 3-15 旋转运动转换成直线运动

式中，n 是旋转速度（r/min），T 是转矩（N·m）；9.55 是常数（准确值为 $30/\pi$）；F 是力（N）；v 是直线运动速度（m/s）。

例 3-13 一个大小为 24kN 的力使一辆电力机车以 90km/h 的速度运动。在火车头上的电动机以 1200r/min 的速度旋转。计算电动机所需要发出的转矩。

解

$$nT = 9.55Fv$$

$$1200T = 9.55 \times 25\,000 \times (9000/3600)$$

$$T = 4974\text{N} \cdot \text{m} = 5\text{kN} \cdot \text{m}$$

◀

3.15 热量和温度

当给一个物体提供热量时，它吸收热能。热量也是能量的一种，它的国际制单位是焦耳。

当物体吸收这种能量后它会发生什么变化呢？物体的原子振动更加激烈，从而使物体本身的温度升高，这可以通过触摸或温度计测量来验证。

对于一定的给定热量，物体的温升取决于它的质量和构成该物体的材料。例如，如果给 1kg 的水提供 100kJ 的热量，那么它的温度将升高 24℃。如果同样的能量供给 1kg 的铜，它的温度将升高 263℃。因此，我们可以看出热量和温度是两个不同的概念。

如果从物体上带走热量，那么它的温度将降低。但温度不会低于一个极限值。该极限值称为绝对零度。它对应于温度 0K 或 −273.15℃。在绝对零度时，所有的原子振动将停止，物体中唯一的运动将是电子的旋转运动。

3.16 温度定标

开尔文和摄氏度是温度的国际制单位。图 3-16 表示出了开尔文、摄氏度、华氏温度之间的关系。例如，铁的熔点可表示为 1806K 或者 1533℃或 2791℉。

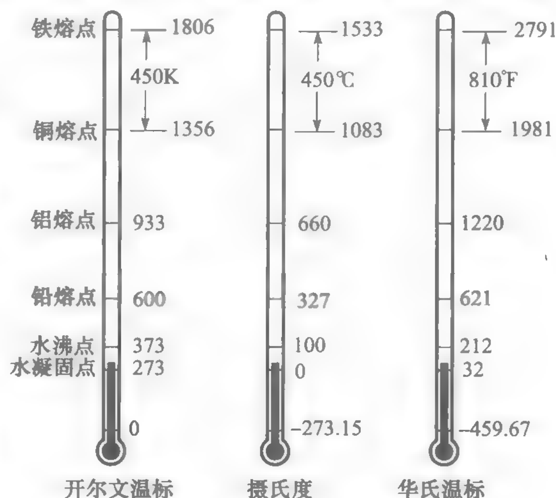


图 3-16 温度定标

3.17 物体温度升高所需的热量

一个物体的温升取决于它吸收的热量、它的质量以及构成它的材料。这些量之间的关系可用以下等式表示：

$$Q = mc\Delta t \tag{3.17}$$

式中，Q 是物体吸收（或释放）的热量（J）；m 是物体的质量（kg）；c 是构成物体的材料的比热容 [J/(kg·℃)]；Δt 是温度的改变量（℃）。

一些材料的比热容在附录的表 AX2 中给出。

例 3-14 要使 200L 的水从温度 10℃ 升高到 70℃，假设装水的容器是绝缘的（见图 3-17），计算所需提供的热量。已知水的比热容为 4180J/(kg·℃)，一升水质量为 1kg。

解 由题意已知水的总质量为 200kg，因此所需的热量为：

$$Q = mc\Delta t = 200 \times 4180 \times (70 - 10) = 50.2\text{MJ}$$ ◀

参照附录中的能量转换表，可知道 50.2MJ 能量也可写成 13.9kW·h。

3.18 热量的传递

在电力技术中，都要涉及很多装置和机器的冷却问题。这就需要对机械装置中热量传递方面的知识有所了解。下面几节将简要回顾有关热传递方面的基本知识，也将介绍一些简单实用的公式，使我们能更容易更精确地确定诸如热损耗、温升等一些关于电气装备的量。

3.19 导体传热

如果将一个火焰放在铜棒一端的下面，由于铜棒内原子的加速振动将使铜棒的温度上升（见图 3-18）。原子的振动由一个原子传到另一个原子，一直到铜棒的另一端，因此，远离火焰的另一端温度也将上升。实际上，把热量沿着铜棒传递的这个过程叫做传导。

热量的传导速率取决于材料的热导率。铜的导热性比钢好，而塑料和其他非金属材料则是热的不良导体。

热导率的国际制单位是瓦特/（米·摄氏度）[W/(m·℃)]。一些常见材料的热导率如附录中表 AX1 和表 AX2 所示。

对于图 3-19，可以通过以下公式计算出它传递的热功率：

$$P = \frac{\lambda A(t_1 - t_2)}{d} \tag{3.18}$$

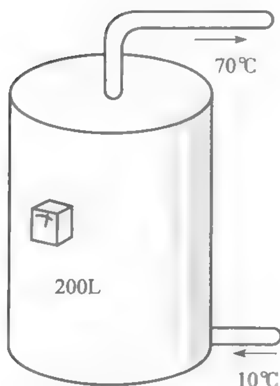


图 3-17 电热水器

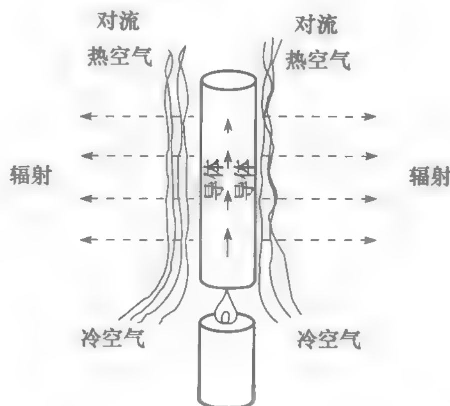


图 3-18 通过对流、传导及辐射传送热量

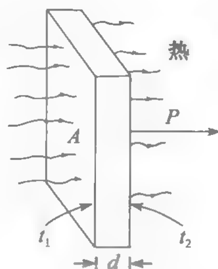


图 3-19 热的传导

式中，P 是传导的热功率（W）；λ 是物体的热导率 [W/(m・℃)]；A 是物体的表面积（m^2）；（t_1-t_2）是物体两端的温度差（℃）；d 是物体的厚度（m）。

例 3-15 一片云母片两面的温度差为 50℃（见图 3-20）。如果该云母片面积为 200cm²，厚度为 3mm，试求在云母片中传递的热功率，单位为瓦特。

解 查表 AX1 可知，云母的热导率为 0.36W/(m・℃)。因此传导的热功率为

$$P=\frac{\lambda A(t_1-t_2)}{d}=\frac{0.36\times0.02(120-70)}{0.003}=120\text{W}$$ ◀

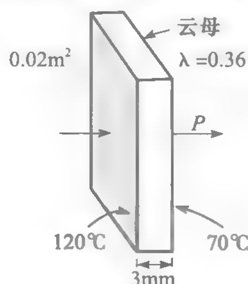


图 3-20 云母片。例 3-15 图

3.20 热量的对流传送

如图 3-18 所示，热铜棒周围的空气温度升高，密度减小而变轻并逐渐上升，就像烟囱里的烟一样。热空气上升后，它原来的位置又被冷空气取代，冷空气又变热上升，如此循环。从而一个连续的气流在铜棒周围形成，这个将热量带走的过程称为自然对流。

该对流过程可以通过加入一个风扇来加速空气流动来加快。这种热量的强制对流方法通常用在电动机的冷却中。

当热的物体放入液体（如油）中，也将发生自然对流。与物体接触的油温度将升高并形成对流，它的对流路径如图 3-21 所示。变热的油遇到冷的油箱后，将热量传给油箱又将变冷，从而变重并下沉，然后又吸收热量变热上升，如此循环。因此物体的热量通过对流传导到外部的油箱上，而油箱变热后，又通过它周围的空气将热量带走。

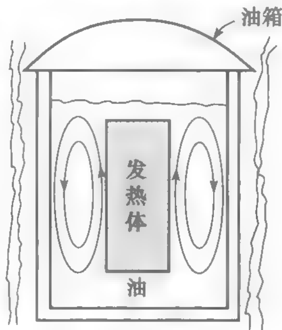


图 3-21 对流路径

3.21 对流的热损耗计算

在空气中自然对流的热损耗可以通过以下近似公式计算：

$$P=3A(t_1-t_2)^{1.25} \tag{3.19}$$

式中，P 是自然对流的热损耗功率（W）；A 是物体表面积（m^2）；t_1 是物体表面的温度（℃）；t_2 是周围空气的温度（℃）。

如果是强制对流，如使用风机的情况，则热损可用如下近似公式：

$$P=1280V_a(t_2-t_1) \tag{3.20}$$

式中，P 是强制对流的热损功率（W）；V_a 是冷却空气的体积（m^3/s）；t_1 是新进空气（冷空气）的温度（℃）；t_2 是排出空气（热空气）的温度（℃）。

式（3.20）在氢气（一种更轻的气体）作为冷却介质时也适用。

例 3-16 一个完全封闭的电动机外表面积为 1.2m²。当它满载时，电动机表面的温度升高到 60℃，周围的空气为 20℃（见图 3-22）。计算自然对流的热损功率。

解 $P=3A(t_1-t_2)^{1.25}=3\times1.2(60-20)^{1.25}=360\text{W}$ ◀

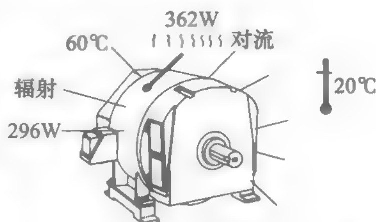


图 3-22 全封闭电动机中热量的对流及辐射

例 3-17 一个 3.75kW 的风扇给一个 750kW 的电动机散热，冷却空气速率为 240m³/min。如果进入空气的温度为 22℃，排出空气温度为 31℃，试求电动机的热损功率。

解 热量不断被循环的空气带走。因此，热损为：

$$P=1280V_a(t_2-t_1)=1280\times240/60\times(31-22)=46\text{kW(近似值)}$$ ◀

3.22　热辐射

我们都感受着来自太阳光的温暖。这个辐射的热量与光线有类似的特性，它通过地球和太阳之间广阔的空间传递。太阳能只有太阳光遇到某个物体时才能转化为热能，例如，碰到地球上的物体或生物。科学家们已经证实所有的物体都辐射热量，即使有些物体本身温度很低。辐射能量的大小则取决于该物体的温度。

另一方面，所有物体都吸收来自它们周围物体的辐射能量。吸收能量的多少取决于周围物体的温度。因此，在不同物体之间有一个辐射能的持续交换。当物体与周围物体的温度相等时，将达到一个动态平衡。物体吸收的能量与辐射的能量相等，净辐射量为零。另一方面，如果一个物体比它周围环境的温度高，那么它将一直辐射能量，即使它处在真空中。

3.23　辐射损耗的计算

一个物体通过辐射损失的热量可以通过下式计算：

$$P = kA(T_1^4 - T_2^4) \tag{3.21}$$

式中，P 是热辐射功率（W）；A 是物体的表面积（m^2）；T_1 是物体的绝对温度（K）；T_2 是物体周围环境的绝对温度（K）；k 是常数，取决于物体表面的性质。

表 3-2 给出了电力设备中一些常用的材料表面的 k 值。

表 3-2　辐射常数

表面的类型	常数 k W/($m^2 \cdot K^4$)	表面的类型	常数 k W/($m^2 \cdot K^4$)
抛光的银	0.2×10^{-8}	钨	2×10^{-8}
光亮的铜	1×10^{-8}	氧化铁	4×10^{-8}
氧化铜	3×10^{-8}	隔热材料	5×10^{-8}
铝漆	3×10^{-8}	油漆或非金属搪瓷	5×10^{-8}
氧化镍铬合金	2×10^{-8}	完全热辐射体（黑体）	5.669×10^{-8}

例 3-18　若例 3-16 中的电动机外表漆了一层非金属搪瓷。若周围物体的温度为 20℃，计算热辐射的损耗。

解

$$T_1 = 表面温度 = 60℃ 或 (273.15 + 60) = 333K$$

$$T_2 = 周围环境的温度 = 20℃ 或 (273.15 + 20) = 293K$$

从表 3-2 中可知，$k=5\times10^{-8}$ W/($m^2 \cdot K^4$)，因此热辐射的功率损耗为：

$$P = kA(T_1^4 - T_2^4) = 5\times10^{-8}\times1.2(333^4 - 293^4) = 296W(近似值)$$ ◀

可注意到电机通过热辐射消耗的功率（296W）与热对流消耗的功率（362W）几乎相等。

习题

初级

3-1　一块水泥砖的质量为 40kg。它的重力为多少？把它提起来需要多大的力？

3-2　把一袋质量为 75kg 的面粉提高到 4m 的高度需要多少能量？

3-3　写出下面的量的国际制单位和符号：

力	功
压力	面积
质量	温度
热能	热功率
机械能	机械功率
电能	电功率

3-4　在拧螺丝时，在扳手末端施加的力为 200N，扳手的长度 0.3m。计算施加的力矩。

3-5　一个汽车发动机转速为 4000r/min，发出的力矩为 600N·m。计算它发出的功率，分别用瓦特和马力表示。

3-6　一台起重机将重 600lb 的物体在 15s 内提升到 200ft 的地方，计算它发出的功率，分别用功率和马力表示。

3-7　一台电动机从电网中获到 120kW 的功率，它的功率损失为 20kW。计算：

a. 电动机的功率输出，用单位 [kW] 和 [hp] 表示；

b. 电动机的效率；

c. 热损失 [Btu/h]。

3-8 一个大的飞轮的转动惯量为 500lb • ft^2。计算当它以速度 60r/min 旋转时的动能。

3-9 一台感应电动机的转子转动惯量为 5kg • m^2。计算要达到下列速度所需要的能量：

a. 从 0 到 200r/min；

b. 从 200r/min 到 400r/min；

c. 从 3000r/min 到 400r/min。

3-10 写出热量从一个物体传递到另一个物体的三种方法。

3-11 一台电动机发出的转矩为顺时针 60N • m，负载的转矩为逆时针 50N • m。

a. 如果这个情况持续一段时间，试问旋转将是顺时针还是逆时针？

b. 多大的电动机转矩能保持转速为常数？

3-12 一台电动机带动负载以速度 1000r/min 顺时针转动。若电动机提供的转矩为顺时针且大小为 12N • m，而负载的转矩为 15N • m，方向为逆时针。

a. 试问速度将增加还是减小？

b. 如果这种状态持续一段时间，那么旋转方向是否该变？

3-13 对于图 3-12，如果 $T_M = 40$N • m，那么电动机提供的功率是多少？

3-14 对于图 3-13，如果 $T_M = 40$N • m，$n_1 =$ 50r/min，计算电动机发出的功率。

3-15 对于图 3-14，如果 $T_M = 40$N • m，$n_2 =$ 50r/min，计算电动机发出的功率。

中级

3-16 对电机应用普罗尼制动器测试（见图 3-4），如果有如下参数：

$$P_2 = 5\text{lbf}, P_1 = 28\text{lbf}, n = 1160\text{r/min}$$

如果滑轮的直径为 12 英寸，求电动机输出的功率，分别用瓦特和马力表示。

3-17 一台电动机驱动一个转动惯量为 5kg • m^2 的飞轮。使它的速度在 8s 内从 1600r/min 上升到 1800r/min。计算

a. 电动机输出的转矩 [N • m]；

b. 飞轮在速度为 1800r/min 时的能量 [kJ]；

c. 速度为 1600r/min 时的功率；

d. 当飞轮的转速为 1750r/min 时飞轮的输入功率 [W]。

3-18 一台与研磨机相连的直流电动机发出的功率为 120hp，并以速度 700r/min 运行。旋转部分的转动惯量为 2500lb • ft^2。

a. 计算电动机输出的转矩 [N • m]；

b. 若要在 5s 内将速度升高到 750r/min，求电动机需要输出的转矩。

（注意：研磨机的转矩始终不变。）

3-19 一电车中的电动机转速为 1200r/min，发出的功率为 80hp，电车正以 30 英里/小时的速度上坡。假设传动装置的损耗可以不计，试求如下问题：

a. 电动机输出的转矩 [N • m]；

b. 汽车运动时的阻力大小 [N]。

3-20 计算使 100kg 的铜温度从 20℃ 升高到 100℃所需要的热量 [MJ]。

3-21 若把 3-20 中的铜改为铝重新求解以上习题。

3-22 如图 3-23 所示，电动机驱动一台起重机，将一个质量为 800kg 的物体以 5m/s 的速度匀速提升。该起重机绞盘半径为 20cm。计算输出的转矩 [N • m] 和它的转速 [r/min]。

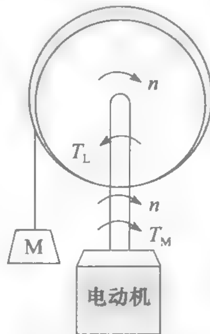


图 3-23 习题 3-22 中的起重机原理图

3-23 如果习题 3-22 中提升的速度为 1m/s，试求电动机的转速 [r/min] 和转矩 [ft • lbf]。

工程应用

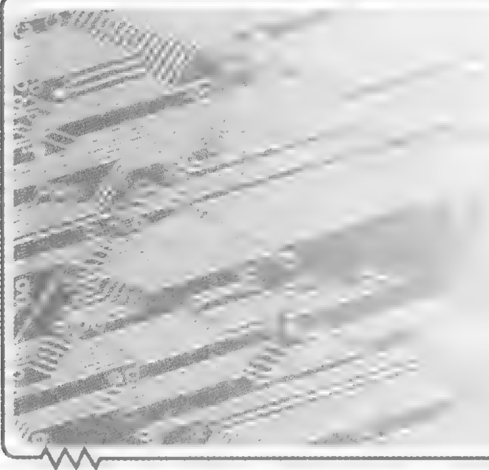
3-24 将 50 加仑水库的水从 55℉ 加热到 180℉，假如水箱是绝缘的，试问需要多少热量 [Btus]。如果通过一个 2kW 的电热器来加热需要多少时间？

3-25 一个大型的室内变压器外表涂了一层黑色的非金属漆。如果把它表面重新涂一层铝漆。试问这会影响变压器的温度吗？如果会，它会变热还是变冷？

3-26 一个电热的水泥地板面积为 100m×30m。它的表面温度为 25℃，周围环境的温度为 23℃。试问它大约要释放多少瓦特的热量？

注意：根据热辐射原理，可认为水泥是一个绝缘体。

3-27 一个配电盘内的电缆和其他一些电气元件消耗的功率为 2kW。配电盘内的风机始终保持其内部的温度为某一定值。已知配电盘宽 4ft，高 8ft，深 2ft，且完全封闭。假设除了地面，配电盘的各个面均有热量辐射和对流，当外界的温度为 30℃时，试估计配电盘内的温度。配电盘的外面漆了一层非金属珐琅。




第二部分

电机与变压器

第4章

直流发电机

4.0 引言

我们从学习直流发电机开始来逐渐学习旋转电机。现在的直流发电机并不像它们以前那样普遍了，因为在多数场合，可以通过电子整流器来产生直流。这些整流器无需任何旋转机构便可以把交流电转换为直流。然而，了解直流发电机也是很重要的，它是进一步理解直流电动机运行的基础。事实上，在工业中，许多直流电动机在运行中处于短暂的发电状态。

直流发电机和电动机的构造是相同的，因此，任何发电机可作为电动机，反过来也成立。由于它们相同的构造，发电机和电动机的基本特性也是相同的。因此，任何关于直流发电机的知识也适用于直流电动机。

在本章中，首先学习两极发电机空载运行时的基本原理，介绍电刷位置的重要性，定义什么是所谓的中性点，并说明感应电压是怎么产生的以及什么因素决定它的大小。

接下来学习直流发电机的负载运行，讨论机械转矩、电流的方向以及电枢反应的重要性，并讨论换向极以及极尖饱和的问题。

再往后介绍几种直流发电机的类型和它们的电压调节特性。

本章最后描述直流电机的实际物理结构，包括它的多极设计。

4.1 产生交流电势

尽管看起来毫不相关，但学习直流发电机时应先对交流发电机有所了解。原因是在任何直流发电机中产生的电势本来都是交流，只有通过换向器变化后才能变成直流。

图4-1所示为一个基本的交流发电机，它的电枢绕组线圈以60r/min的速度在永磁铁的N、S极之间旋转。该旋转是由于一个外力作用，比如一台电动机（图4-1中未画出）。该线圈与固定在转轴上的两个集电环相连。集电环与两个固定的电刷 x 和 y 相连，并最终接到负载上。

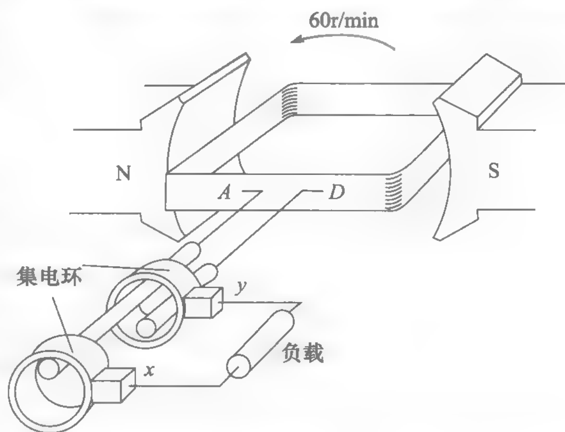


图4-1 一个交流发电机的原理图，它的转速为1圈/秒

当线圈旋转时，在 A、D 两端将感应电势（式（2.25））。该电势加在两个电刷上，即负载两端。该电势的产生是由于绕组上的导体切割N、S两极产生的磁力线。当线圈旋转到水平位置时，感应电势最大（假设20V）（如图4-2所示）。当旋转到竖直位置时由于没有切割磁感线，因此此时感应电势为零。电势的另一个特性是每当线圈转过半圈时它的极性变化一次。电势也可以表示为旋转角度的函数（见图4-2）。电势的波形取决于N、S极的形状。可通过磁极形状的设计使感应电势的波形为正弦波，如图4-3所示。

在这个例子中，线圈以恒定速度旋转，因此每个旋转的角度对应于特定的一个时刻。因为线圈每秒转1圈，所以图4-2所示的360°代表一秒时间。也可以把电势表示为时间的函数

（见图 4-3）。

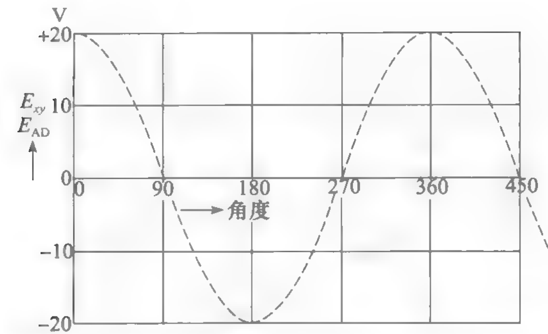


图 4-2　发电机中的感应电势作为旋转角度的函数

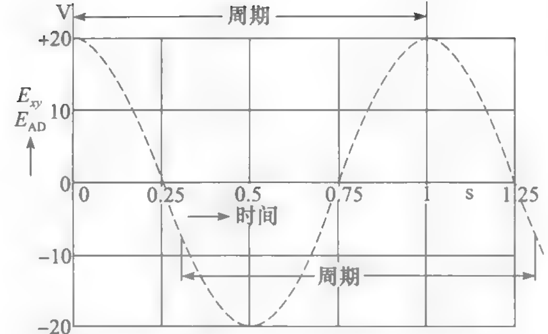


图 4-3　感应电势作为时间的函数

4.2　直流发电机

如图 4-1 所示，在电势极性将要变化时，如果能将电刷从一个集电环换向到另一集电环，则就可获得一个加在负载上的单极性电压。可以通过使用换向器使电刷 x 始终为正，电刷 y 始终为负，如图 4-4 所示。最简单的换向器形式就是将一个完整的集电环切成两半，每一半集电环与转轴等其他部分绝缘。一个集电环连接线圈的 A 端，另一个连接到 D 端。该换向器随着线圈旋转，集电环间的电压被固定的电刷 x 和 y 得到。

电刷 x 和 y 间的电压有规律的变化但始终不改变极性（见图 4-5）。因此线圈中交变的电势被换向器转化为直流电压。

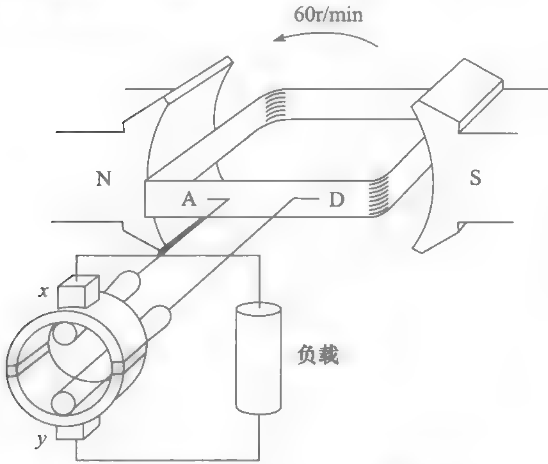


图 4-4　基本直流发电机由一个交流发电机加一个称为换向器的机械变换装置而构成

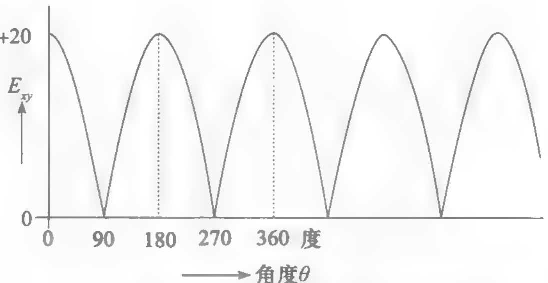


图 4-5　基本直流发电机产生的脉动直流电压

由于电刷之间电压的单极性，因此外部电路负载中的电流也是同方向的。图 4-4 中所示的电机称为直流发电机。

4.3　交流发电机和直流发电机的不同

如图 4-1 和图 4-4 所示的交流发电机和直流发电机的基本构造都是相同的。它们的线圈都是在磁极之间旋转且都感应出交流电势。它们的不同之处是线圈与外部电路的连接方式（见图 4-6）；交流发电机带集电环（见图 4-6b）而直流发电机需要换向器（见图 4-6a）。我们有时也制造同时带集电环和换向器的小电机（见图 4-6c）。这种电机可以同时作为交流

发电机和直流发电机运行。

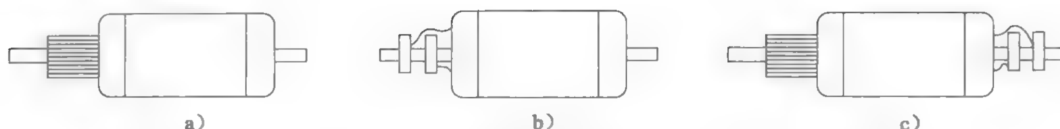


图 4-6 三个电枢 a、b、c 有同样的绕组形式。它们产生的电压是交流还是直流取决于它们与外界的连接方式（是集电环还是换向器）

4.4 改善波形

再回到直流发电机，为了改善直流电压脉动的波形可以用 4 个线圈，如图 4-7 所示。从而得到的电压波形如图 4-8 所示。虽然该电压还有脉动，但它不会降到零，且接近一个稳定的直流电压。

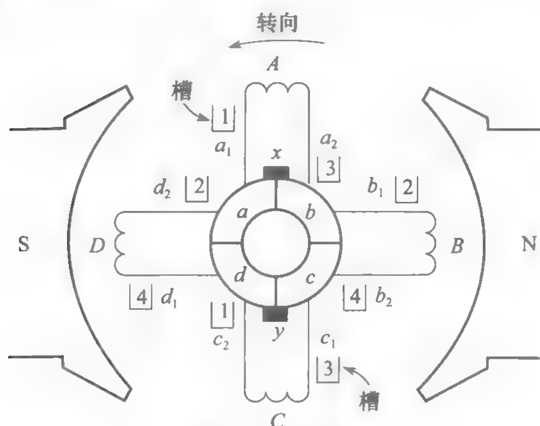


图 4-7 一个具有 4 个线圈和 4 个换向片的直流发电机原理图

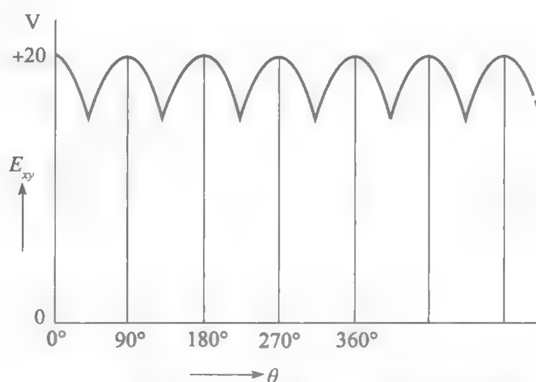


图 4-8 电刷中的电压比图 4-5 中的更加平滑

如图 4-7 所示，将线圈个数增加到 4 个，可以获得较平稳的电压。现代直流发电机发出的电压纹波不到 5%。线圈安置在圆柱体铁心的槽中。线圈和圆柱铁心组成了电机的电枢。纹波的百分率是电压中交流的分量与直流分量的方均根值之比，用百分数表示。

理解图 4-7 的物理意义很重要，因为我们将要用相同的图来解释直流电机的运行。图 4-7 中的 4 个线圈与图 4-1 中的线圈是相同的。如图 4-7 中瞬时所示，线圈 A 和 C 并不切割磁力线。因为这两个线圈的导体边都在两极的正中间。而线圈 B 和 D 则正切割来自两极中心的磁力线。因此，由这两个线圈感应出最大的电势值（比如 20V）。这也是此刻电刷两端的电压。

由图 4-7 可知每个线圈的导体边可能所处的位置：在两磁极的中间，在磁极的正下方，或者极尖附近等。每个线圈的两个导体边（a_1、a_2；b_1、b_2 等）在空间互差 180°，并不是像图 4-7 所示紧靠在一起。

电枢的实际结构如图 4-9 所示。4 个线圈分别放在 4 个槽中。每个线圈有两个线圈边，每个槽中也有两个线圈边。因此，每个槽中都有两个线圈的导体。

考虑到对称的因素，线圈的一条边放在一个槽的下部，而另一边放在另一个槽中的上部。例如，在图 4-7 中，线圈边 a_1 放在槽 1 的上部，而线圈边 a_2 则在槽 3 的下部。在这个简单的电枢中可方便地将线圈连到换向器上，这个连接方式与图 4-9 中的连接方式是相同的。同时也要关注电刷相对于磁极在原理图中的位置和实际位置。

图 4-10 给出了当电枢转过 45°时线圈的位置。线圈 A 的 a_1 和 a_2 边正分别扫过极尖 1

和 4。线圈 C 由于与 A 处于相同的槽中，因此有相似的情况。因此，在线圈 A 中感应的电势 e_a 与线圈 C 中感应的电势 e_c 相等。但由于线圈 A 正向下运动，而线圈 C 正向上运动。因此电势 e_a 和 e_c 的极性相反。

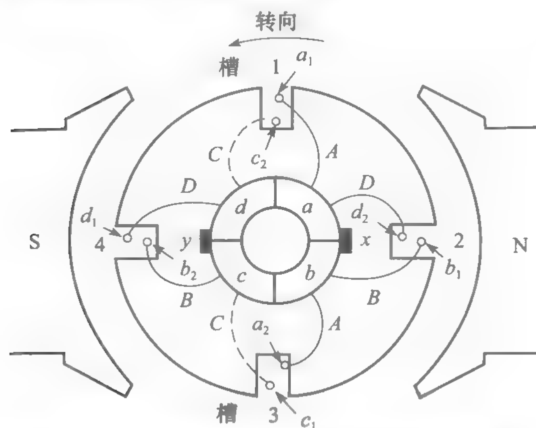


图 4-9 图 4-7 中所示的发电机实际结构。电枢有 4 个槽、4 个线圈和 4 个换向片

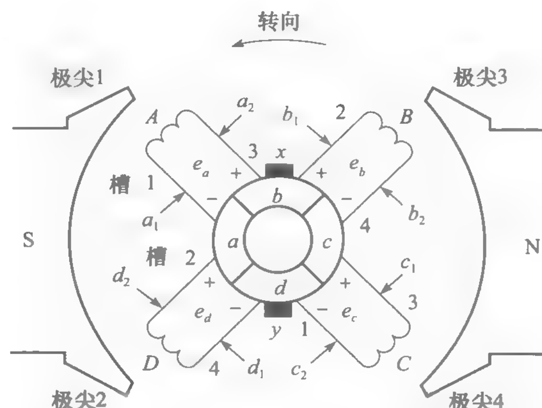


图 4-10 图 4-9 中的电枢转过 45°时线圈的位置

同样，可知电势 e_b 和 e_d 也大小相等极性相反。于是，任何时刻都有 $e_a+e_b+e_c+e_d=0$。因此，在 4 个线圈形成的回路中将没有电流产生。这是很幸运的，因为任何这样的循环电流都将产生 I^2R 的损耗。

在瞬时时刻，电刷之间的电压则相当于 e_b+e_c 或 e_a+e_d，这对应于图 4-8 中的最小电压值。

以上讨论的电枢绕组称为叠绕组。这是直流电动机和发电机中绕组的最常见形式。

4.5 感应电势

图 4-11a 和 b 画出了一个更接近实际的电枢图，它有 12 个线圈和 12 个槽而不是前面说的 4 个。当电枢旋转时，在每个导体上感应的电势取决于它所切割的磁通密度。以上的事实依据以下公式得到：

$$E = Blv$$

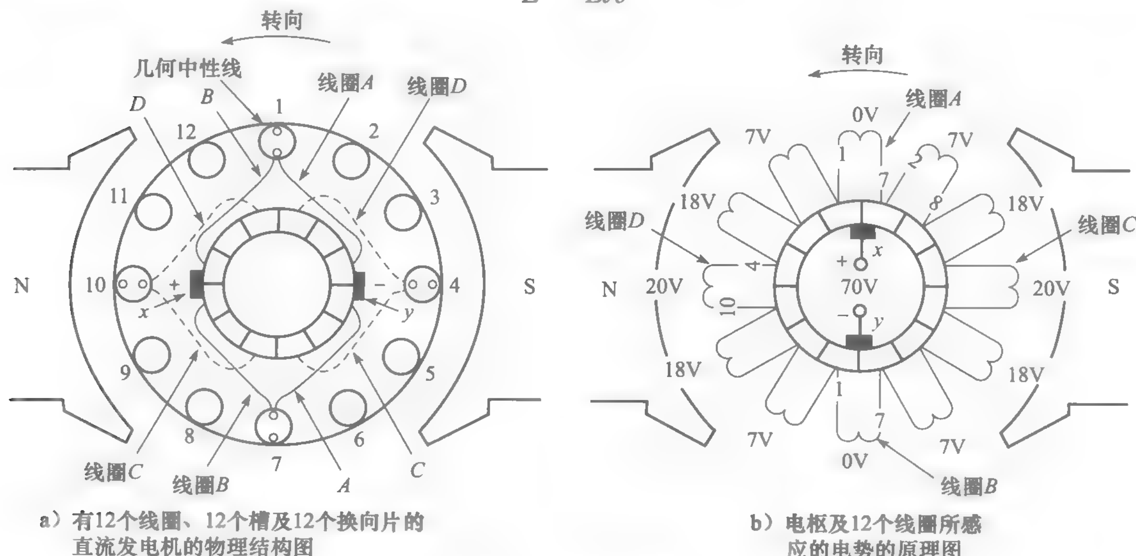


图 4-11 电枢示意图

因为气隙中各点的磁场都不同，所以每个线圈中的感应电势值取决于它的瞬时位置。在如图 4-11 所示的线圈放置位置时，以线圈感应电势的计算为例。在槽 1 和 7 中的导体由于处于两极的正中间，这里的磁通密度为零，因此放在槽 1 和 7 中的导体感应电势为零。另一方面，在槽 4 和 10 中电势有最大值。最后，由于磁对称性，放置在槽 3 和 9 中的线圈感应电势与放置在槽 5 和 11 中感应电势相等。

图 4-11b 所示为在电枢中的 12 个线圈感应出的瞬时电势。它们的大小分别是 0V、7V、18V 以及 20V。注意，电刷使感应电势为零处的线圈短路。

考虑到极性，可以看到在电刷中的电压大小为 (7+18+20+18+7)V=70V，电刷 x 相对于电刷 y 为正极性。电枢旋转时，无论转子在何位置，在电刷之间的线圈数目总是一样的，电刷上的感应电势保持不变。

图 4-11b 中的电刷 x 跨接在连接线圈 A 的两个换向片上。因此，电刷将线圈 A 短路。由于在这个线圈中的感应电势为零，因此将没有电流在电刷回路中产生。同理，电刷 y 将短路线圈 B。当电刷放在能短路那些感应电势为零的线圈的换向片上时，该位置称为中性位置。这正如图 4-11a 和 b 所示。

如果将电刷移动 30°（见图 4-12），那么电刷间的电压将变为 (0 + 7 + 18 + 20 + 18)V=63V。

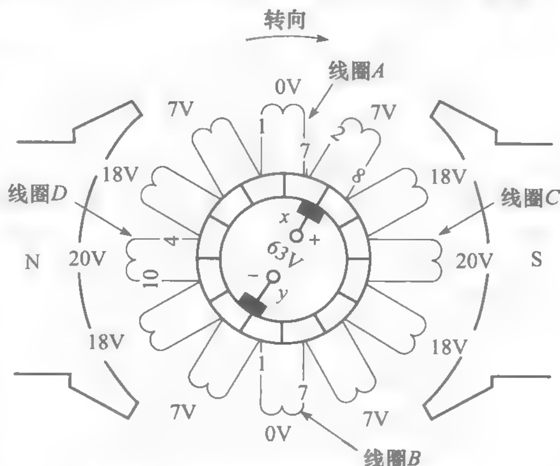


图 4-12 电刷从中性位置移开将减小输出电压并产生电火花

因此，通过移动电刷位置可使输出电压变小。而且，在这个位置上，电刷不断地短路感应电势为 7V 的线圈。大电流将要在短路线圈和电刷中产生，同时也将产生火花。因此，将电刷从中性位置移开将减小电刷间的电压并同时产生电火花。当电火花产生，我们称为换向不良。

4.6 中性线

所谓中性线就是电枢表面磁通密度为零的位置。当发电机空载运行时，中性线处于两极之间的位置。当线圈处在中性带时，将不会产生感应电势。通常总是使电刷与处在中性线的线圈相连。

4.7 感应电势的大小

在具有叠绕组的直流发电机中感应电势公式为：

$$E_o = Zn\Phi/60 \tag{4.1}$$

式中，E_o 是电刷之间的电压 (V)；Z 是电枢上导体的数目；n 是转速 (r/min)；Φ 是每极的磁通 (Wb)。

这个重要的公式表明，对一个给定的发电机，其电势与每极的磁通和旋转的速度成正比。这个公式仅当电刷处在中性位置上时才成立。如果将电刷从中性位置上移开，那么它所产生的影响相当于减小了导体数目。

例 4-1 一个 6 极的发电机转速为 600r/min，它的电枢有 90 个槽。每个线圈绕了 4 匝且每极磁通为 0.04Wb。计算感应电势的大小。

解 每一匝在电枢上有两个导体边，90 个槽中放置了 90 个线圈。因此电枢上总的导

体数目为：

$$Z = 90 \text{ 线圈} \times 4 \text{ 匝} / \text{线圈} \times 2 \text{ 导体} / \text{匝} = 720$$

速度为 $n=600\text{r/min}$

因此，电势为：

$$E_o = Zn\Phi/60 = 720 \times 600 \times 0.04/60 = 288\text{V}$$

当空载时电刷两端的电压为 288V，此时电刷处于中性位置。◀

4.8　发电机负载运行：能量转化过程

当直流发电机负载运行时，它的基本的磁场和电流的关系与发电机的机电能量转换有关。例如，驱动一台两极发电机逆时针转动，从发电机发出电流 I 给负载（见图 4-13）。

发电机发出的电流同时也流经各个电枢上的导体。如果从电机内部看过去，可以发现那些瞬时处于 N 极下面的导体，流过的电流方向相同。对于处于 S 极下面的导体也是同样的情况。不管怎样，N 极下的导体中的电流方向始终与 S 极下的导体电流方向相反。如图 4-13 所示，在 S 极下导体中电流方向为垂直纸面向内，也就是离开读者的方向。相反地，N 极下导体方向为流出纸面方向，即朝向读者。

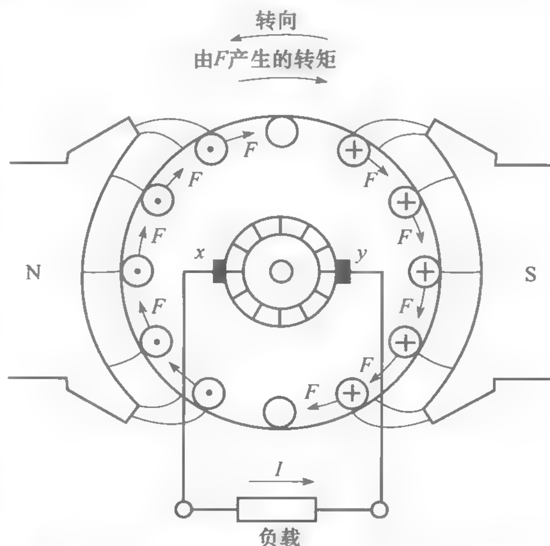


图 4-13　能量的传递过程。由力 F 产生的电磁转矩必须由外加机械转矩来平衡

由于导体是处在磁场中的，由洛伦兹力定律（见 2.22 节和 2.23 节）可知，它们将受到磁场力。如果考察导体中电流方向和它所处的磁场方向，可以发现各导体所受的力 F 都是顺时针方向的。实际上，它们将产生一个与转子运动方向相反的力矩。为了保持发电机运行，必须在转轴上加一个力矩以克服电磁转矩。该机械能将转化为电能，并传给发电机的外电路。这就是该发电机中能量的转化过程。

4.9　电枢反应

直到现在，一直假设作用在直流发电机上的唯一磁动势是由定子磁场产生的。然而，在电枢绕组中的电流也会产生一个强有力的磁动势，这个磁动势将扭曲和削弱由磁场产生的磁场。无论在电动机还是发电机中这个对磁场的扭曲和削弱作用都有发生。通常把电枢磁动势造成的反应叫做电枢反应。

为了理解电枢磁势的影响，重新分析负载下的发电机（见图 4-13）。如果只考虑电枢，那么它产生的磁场将如图 4-14 所示。该磁场与 N、S 极产生的磁场成互差 90°的关系。电枢的磁通密度取决于它的磁动势，而磁动势则取决于电枢上的电流大小。因此，

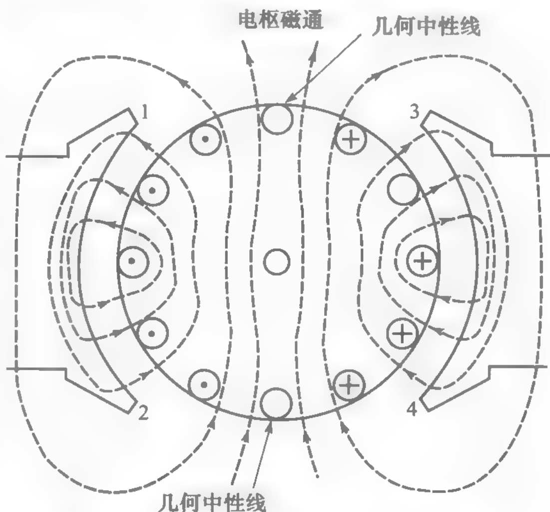


图 4-14　由电枢电流所产生的磁场分布

与主极磁通不同，电枢的磁场并不是常数，而是随负载变化而变化的。

从图 4-14 中可以看到中性线位置上的磁通并不为零，被电刷短路的线圈中将有感应电压。因此，将会有严重的电火花现象。电火花的大小将取决于电枢磁通大小和发电机负载电路的电流大小。这是电枢磁通产生的第一个问题。

第二个由电枢磁动势引起的问题是它扭曲了磁极产生的磁场分布。实际上，由电枢磁势和磁极磁势共同产生的磁场分布如图 4-15所示。此时的中性线位置按电枢旋转方向转了一个角度。这种情况在所有直流发电机中都会发生。

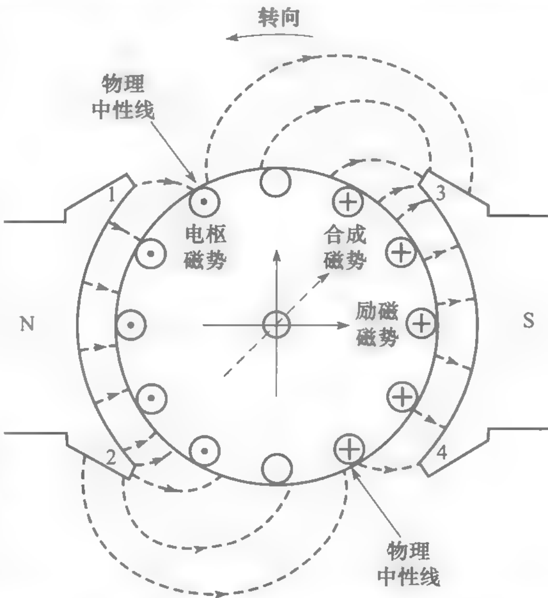


图 4-15 电枢磁场使得 N、S 极磁场发生扭曲

磁场的扭曲还产生另一个问题：由于极靴 2、3 附近的高磁通密度，使得极靴产生磁饱和。结果，在极靴 2、3 处的磁通增量小于在极靴 1、4 处磁通减量。因此，由 N、S 极产生的总磁通将比空载时候少。由式（4.1）可知，以上影响将造成感应电压的减少。对于大型电机，磁通的减少量可能达到 10%。

还有一点很重要的是，电枢的磁通分布在空间是固定的；它不随电枢旋转而变化。

4.10 移动电刷位置以改善换向

由于发电机带负载时在中性线位置移动，因此我们也可以移动电刷的位置来减少火花的产生。

对于发电机，电刷移动到新的位置的方向应与电机旋转方向一致；对于电动机，电刷移动的方向则与旋转方向相反。

电刷的位置移动后，换向效果得到改善，也意味着产生更少的火花。然而，如果负载是变动的，那么电枢的磁动势将增加或减小，因此中性线的位置也将在空载和满载时的两个位置之间变动。当然，也可以通过来回移动电刷来取得较少火花的换向，但这个方法是不实际的。对于负载运行时的小型直流电机，可将电刷放在以上情况的中间位置以取得较好的换向效果。

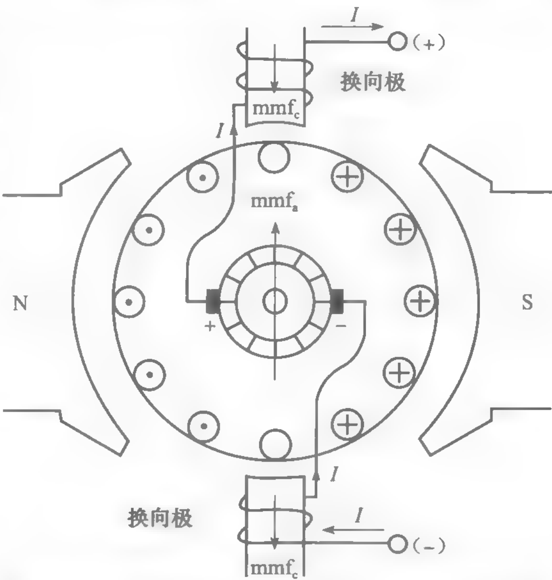


图 4-16 换向极产生的磁动势与电枢磁动势方向相反

4.11 换向极

为了减小电枢反应对大中功率的直流电机的影响，可在各主极之间放置一系列的换向极（见图 4-16）。这些狭长的磁极上绕有与电枢绕组串联的绕组，其绕组匝数的确定

原则是：由它产生的磁动势应与电枢产生的磁动势大小相等方向相反。随着负载电流的波动，这两个磁动势也随着变大或变小，但始终互相抵消。通过抵消电枢磁动势作用的方法，两个主极中性线位置的磁动势为零，因此不再需用移动电刷的位置。实际上，通常换向极的磁动势取得比电枢磁动势大一些，这将在中性线位置产生一个小的磁通，从而有助于换向（见4.28节）。

图4-16显示一个两极电机的换向极连接方式。很明显，通过换向极上绕组中的电流方向可知，由换向极产生的磁动势与电枢磁动势方向相反，因此，抑制了它的影响。但该抑制作用的有效区域只限于狭窄的换向极周围。而主极下的磁场仍然是扭曲的。

4.12 他励发电机

前面各节已介绍了不少关于直流发电机的基本知识，下面学习发电机的类型及其特性。除了用永磁体来产生磁场外，也可以用一对电磁铁来产生磁场，如图4-17所示。当直流磁场电流由一个独立电源供给（如电池或其他发电机，称为励磁机）时，发电机称为他励发电机。因此，在图4-17中直流电源连到a、b两极之间并产生一个激励电流I_x。如果此时电枢被一个电动机或柴油机驱动，那么将在电刷x、y之间产生感应电动势E_o。

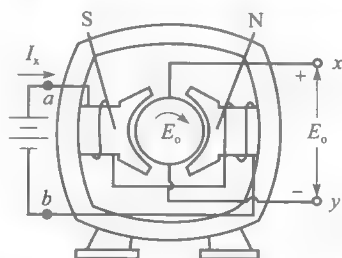
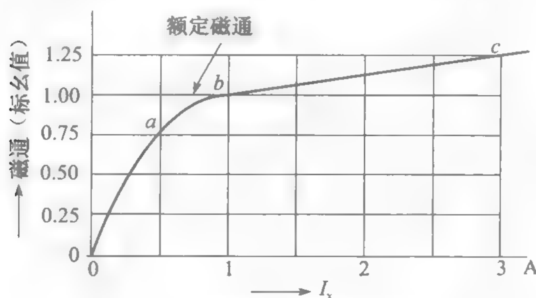


图4-17 他励两极发电机。N、S极由磁铁上绕组的电流产生

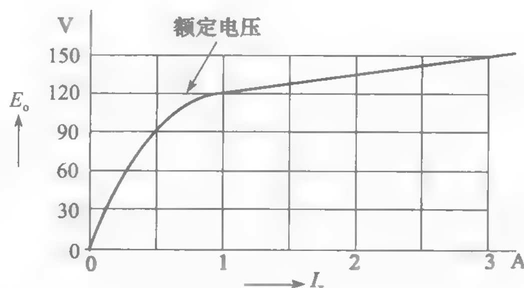
4.13 空载下的饱和曲线

当一个他励直流发电机空载（电枢回路开路）运行时，其励磁电流的变化将使感应电势也发生变化。下面研究它们之间的关系。

场磁通和励磁电流的关系。若逐渐增大励磁电流I_x，则磁场的磁动势增加，每极磁通Φ也将增加。如果我们把Φ作为电流I_x的函数，那么我们可得如图4-18a所示的饱和曲线。无论发电机是否旋转都有该饱和曲线。



a）每极磁通与激励电流的关系



b）直流发电机的饱和曲线

图4-18 场磁通、激励电流、电压的关系

当激励电流很小时，磁通量也很小，此时电机的铁磁未饱和。此时只要很小的磁动势来建立磁铁发出的磁场，因此励磁线圈只要发出很小的磁场就能使磁通经过气隙。由于空气的磁导率为常数，因此磁通与励磁电流成正比增长，这正如图4-18a中曲线$0a$段所示。

当继续增大励磁电流时，磁铁和电枢中的磁场接近饱和。这时要使磁通有一点增加就需要磁动势有很大的增加，这正如曲线bc段所示。此时电机处于饱和阶段。当曲线到达所谓的ab膝点时，磁铁的饱和就变得很重要了。

那么饱和曲线与感应电压E_o有什么样的关系呢？如果使发电机以固定速度运行，那么E_o大小与磁通Φ成正比。因此，画出E_o作为I_x函数的曲线，我们可以得到一个与图4-18a波形相同的曲线，如图4-18b所示。这就是发电机空载运行的饱和曲线。

通常直流发电机的额定电压在曲线的膝点处上面一点点。在图 4-18b 中，例如，它的额定电压（或标称电压）为 120V。通过改变激励电流，就可以改变感应电压。而且，如果改变电流的方向，那么磁场的方向也将改变，感应电势的极性也因此改变。

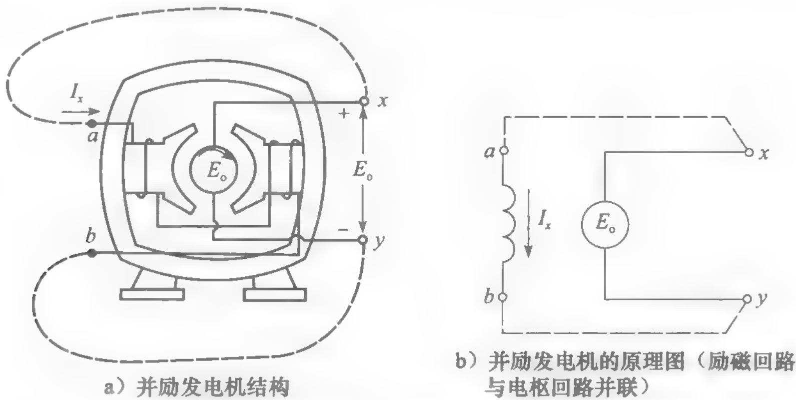
感应电压和转速的关系。对于给定的激励电流值，从式（4.1）可知，感应电势与转速成比例变化。

如果使转速的方向改变，那么感应电势的极性也将改变。然而，如果同时改变激励电流的方向和旋转的方向，那么感应电势的极性将不会改变。

4.14 并励发电机

并励发电机是这样的一个电机，它的励磁回路与电枢两端并联，因此发电机可以实现自励（见图 4-19）。这种连接方式的主要优点是省去了外部励磁电源。

如何才能实现自励呢？当起动一台并励发电机时，由于发电机内有一定的剩磁，因此会在电枢中产生一个数值较小的感应电势。该电压在励磁回路中产生一个小的励磁电流 I_x。这个励磁电流产生的小磁动势又与剩磁的磁动势方向相同，从而造成每极磁通的增加。这个增加的磁通又使感应电压 E_o 增加，则励磁电流进一步增大，再将磁通增大，接着 E_o 又进一步增大，如此循环，E_o 增大到直至励磁电流所建立的端电压在考虑磁饱和后与励磁回路的压降相等为止。



a）并励发电机结构

b）并励发电机的原理图（励磁回路与电枢回路并联）

图 4-19 并励发电机

4.15 控制并励发电机的端电压

并励发电机的感应电势比较容易控制，只要通过在励磁回路中串联一个变阻器来改变励磁电流就可以控制电势（见图 4-20）。

为了理解输出电压是怎样变化的，假设当滑动触头 p 在变阻器中间位置时 E_o 为 120V。如果将触头朝 m 端移动，那么在 p 和 b 端的电阻 R_t 将变小，使励磁电流上升，从而它使主磁通增加继而增大 E_o；相反，如果把触头向 n 端移动，则 R_t 增加，励磁电流减小，磁通减小，E_o 下降。

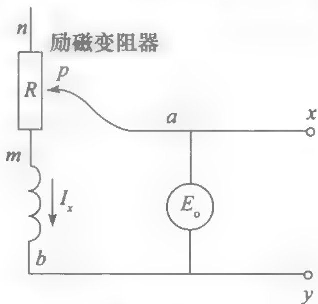


图 4-20 通过励磁滑动变阻器来控制发电机电压（滑动变阻器由电阻和可滑动触头组成）

知道了发电机的磁化曲线和励磁回路 pb 之间的 R_t 电阻后，就可以确定发电机在空载时的电压 E_o。画一条斜率大小等于 R_t 的直线并交于磁化曲线上（见图 4-21），该虚线经过原点，它与磁化曲线的交点即可确定感应电势。

例如，如果励磁回路本身的电阻为 50Ω，如果滑动

触头放在 m 端，那么 $R_t=50\Omega$。对应 R_t 的虚线应该经过点 $E=50\text{V}$，$I=1\text{A}$。因此这条线与磁化曲线相交于电压为 150V 的地方（见图 4-21）。这是并励发电机能产生的最大电压。

通过改变滑动变阻器的位置，使励磁回路的总电阻增加，从而使 E_o 下降。例如，如果 R_t 增加到 120Ω，那么该电阻线与磁化曲线交于 $E=120\text{V}$ 的位置。

如果继续增加 R_t，将达到一个临界值，此时它的斜率与发电机磁化曲线未饱和部分的斜率相同。当达到（或大于）该阻值时，感应电势将降到零。图 4-21 所示的临界电阻值为 200Ω。

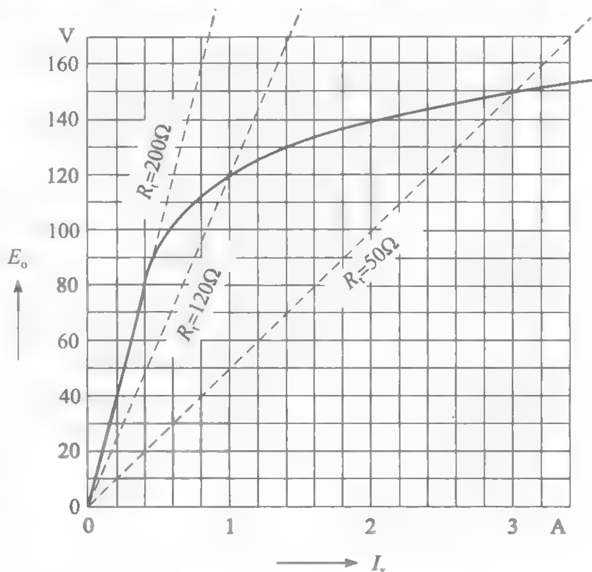


图 4-21　空载电压取决于励磁回路的电阻

4.16　等效电路

电枢绕组包含一系列相同的线圈，每一匝线圈的电阻都相同。当电机静止时，电枢的总电阻 R_o 是电枢两端之间的总电阻。可以通过测量（+）和（−）电刷下换向器表面的电阻来得到。该电阻一般非常小，通常不到 0.01Ω。它的大小主要取决于发电机的功率和电压。为了简化发电机电路，可用与其中一个电刷串联电阻 R_o 来代表电枢电阻。如果电机有换向极，那么它的绕组电阻也包含在 R_o 之中。

因此发电机的等效电路包括一个电势 E_o 以及与它串联的电阻 R_o（见图 4-22）。E_o 就是旋转电机的感应电势。端点 1、2 为电机电枢的外端点，F_1、F_2 为励磁绕组的两端。通过该等效电路，我们可以分析更多类型的发电机以及它们在负载运行下时的特性。

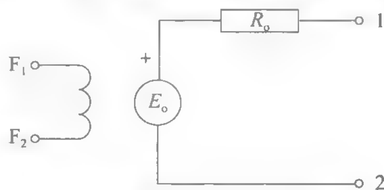


图 4-22　直流发电机的等效电路

4.17　他励发电机的负载运行

假设一台他励发电机以恒速运行，并且它的励磁电源由外部电路的电池供电（见图 4-23），则励磁电流为常数，由它引起的磁通也为常数。因此感应电势 E_o 也是固定的。当电机在空载运行时，端电压 E_{12} 与感应电势 E_o 相等，因为此时电枢电阻上的电压降为零。然而，如果在电枢两端连一个负载（见图 4-23），则负载电流将在 R_o 上产生一个电压降。此时端电压 E_{12} 将比感应电势 E_o 小。随着负载的增加，端电压将逐渐减小，如图 4-24 所示。端电压作为负载电流函数的曲线称为发电机的负载曲线。

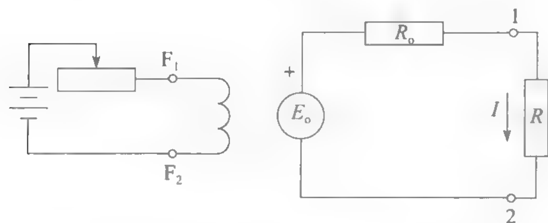


图 4-23　他励发电机的负载运行

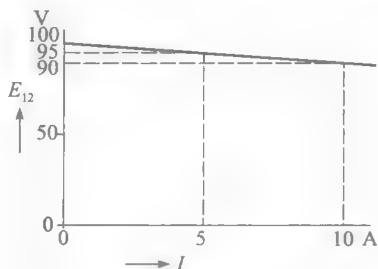


图 4-24　一台他励发电机的负载特性

实际上，因为负载增加时极尖饱和使主磁通减小，感应电势 E_o 也会有所减小，因此，端电压 E_{12} 将比只考虑电枢电阻压降时下降得更快。

4.18　并励发电机的负载运行

负载增加时，并励发电机端电压下降的幅度比他励发电机要大，其原因是他励发电机的激励电流保持为常数，而并励发电机的激励电流则随着端电压的减小而减小。对于一台自励发电机来说，从空载运行到满载运行其端电压减少量相等于满载电压的15%，而他励发电机通常减小不到10%。因此它们的电压调整率分别为15%和10%。

4.19　复励发电机

复励发电机的发展是为了解决直流发电机的端电压因负载增加而下降的问题。因此，虽然通常允许端电压因负载的增加而有所下降，但这却对照明电路有严重影响。例如，一个船舰上的供电系统同时给直流电机和白炽灯供电，由于负载的变化使发电机的输出电流也不断变化，这会使得发电机的端电压也发生变化，从而使白炽灯不停地闪烁。而复励发电机能解决这个问题。

复励发电机（见图4-25a）类似于一个并励发电机，但它还有另外一些与电枢串联的励磁绕组。这些串励绕组的导体较粗，能承受电枢电流，因此，这些串励绕组的总电阻很小。图4-25b为复励发电机的原理图，它给出了并励和串励绕组的连接方式。

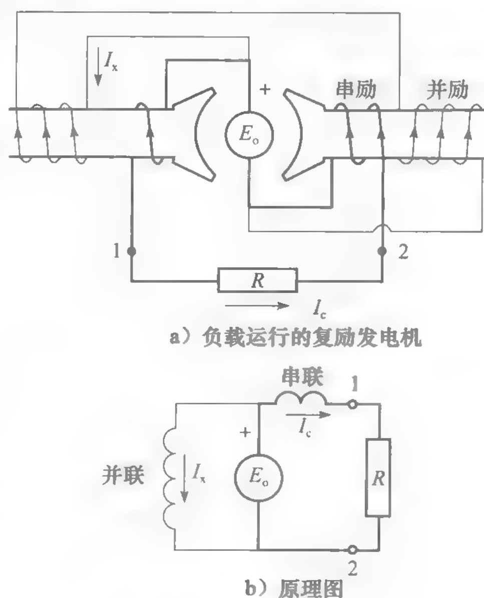


图4-25　复励发电机

当发电机空载运行时，串励绕组中的电流为零。并励绕组则通有激励电流 I_x 来建立主磁通，这与标准的并励发电机一样。当电机负载运行时，电机的端电压将要下降，但此时负载电流 I_c 也流经串励绕组。这些串励绕组建立的磁动势与并励绕组的磁动势方向相同。因此，此时主磁通的数值比空载时还要大，从而增大了电势 E_o 的值。如果这些串励绕组设计合理，就可以使端电压与空载时的一样大。从而感应电压的上升正好弥补了电枢电阻上的压降 IR。

有时我们不但要补偿电枢电阻上的压降，也要补偿发电机至负载间传输电路上的压降 IR。发电机制造商因此在串励绕组上再增加一到两匝额外的线圈使端电压随负载电流的增加而增加。这种电机称为过复励发电机。如果复励太强，可以在串联绕组上并联一个小电阻。这样来减小通过串励绕组的电流，这和减少绕组匝数等效。例如，如果该电阻大小与串励绕组相同，那么通过后者的电流将减少一半。

4.20　差复励发电机

在差复励发电机中，串励绕组的磁动势方向与并励绕组的相反。因此，端电压将随着负载的增加大为减小。我们可以通过把复励发电机的串励绕组反接来实现差复励。差复励发电机通常用在直流电焊机中，因为它们能限制短路电流和在焊接过程中稳定电弧。

如图4-26所示，差复励发电机的电压调整率为（空载电压-负载电压）/负载电压=(100－70)/70=42.9%。

4.21　负载特性

各种发电机的负载特性曲线如图 4-26 所示。过复励发电机在额定负载运行时，其端电压增加 10%，而平复励发电机则维持不变。另一方面，并励发电机满载时的电压比它空载小 15%，而差复励发电机则小 30%。

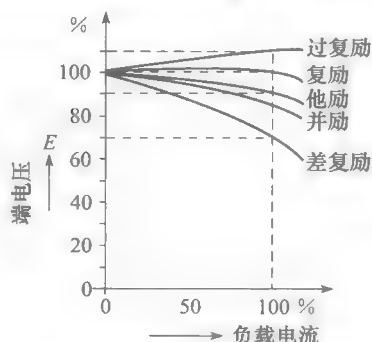


图 4-26　一些典型直流发电机的负载特性

4.22　发电机的规格

一台发电机的铭牌包括了它的功率、电压、转速和电机的一些其他信息。这些额定参数都由制造商确认的。例如，一台 100kW 的发电机各项参数都标在它的铭牌上：

功率	100kW
电压	250V
励磁电流	20A
温升	50℃
转速	1200r/min
类型	复励
等级	B

这些参数表明，该发电机的输出电压为 250V，输出功率为 100kW，并且它的温升不超过 50℃。因此，该发电机可提供的负载电流为 100 000/250＝400A。它有一个串励绕组，并励回路中的电流为 20A。实际使用时，通常将发电机的端电压调节到接近额定值 250V，只要输出电流不超过 400A，发电机可输出 100kW 以下的功率。等级 B 代表电机的绝缘等级。

直流发电机的构造

上述章节已经介绍了直流发电机的基本类型和特征。现在开始了解直流发电机的构造，包括它的主磁极、电枢、换向器和电刷等。

4.23　主磁极

主磁极用于产生电机中的气隙磁场。它主要是由固定在圆周形机座上凸出的磁极组成(见图 4-27 和图 4-28)。主极线圈安装在磁极上并通有直流励磁电流。机座结构通常由铸钢做成，而极靴由铁心叠片构成，有些发电机中磁场由永磁铁建立。

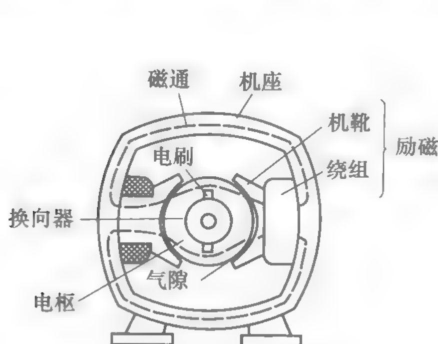


图 4-27　两极电机的横截面

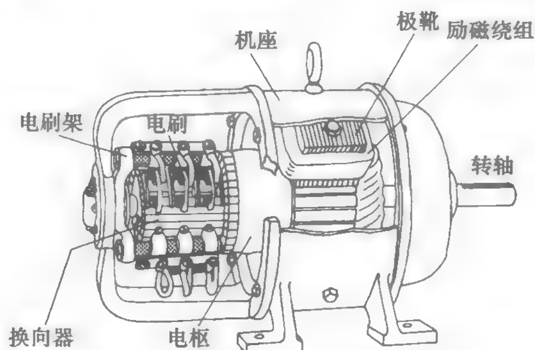


图 4-28　一台 4 极并励发电机的剖面图，它的每个电刷装置含有 3 个电刷

在前面的讨论中，只考虑了两极发电机。然而，实际中的直流发电机或电动机有两极、4 极、6 极直至 24 极。极数的多少取决于电机的物理结构。电机越大，它的极数越多。通过多极设计，我们可以减小电机的尺寸，降低它的费用，并提高它们的性能。

多极电机的励磁线圈是相连的，因此可以使相邻的磁极产生相反方向的磁场（见图 4-29）。并励绕组由几百匝通有较小电流的线圈组成。线圈与极靴相互绝缘以防止短路。

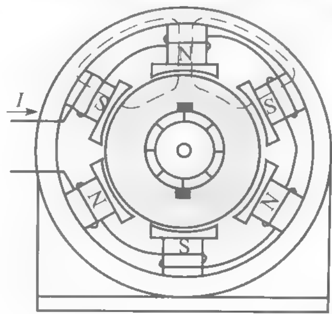


图 4-29 多极发电机相邻主极有相反的极性

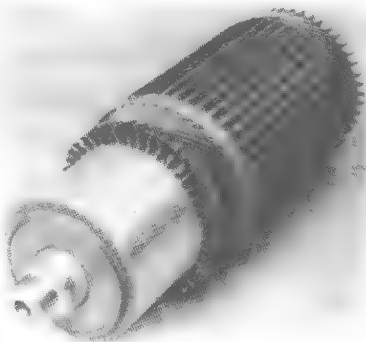
线圈磁动势产生的磁场穿过极靴、磁轭、电枢以及气隙。气隙是电枢与极靴间的狭小空间。它的范围从 1.5mm 到 5mm 不等，对应发电机功率从 1kW 到 100kW 不等。

由于电枢和主磁极由磁导率很大的材料组成，磁极产生的大部分磁动势是为了使磁通穿过气隙。因此，减小它的长度，可使并励线圈的尺寸减小。但气隙也不能做得太小，否则电枢反应将会很强烈。

如果发电机有串励绕组，那么它们将放置在并励绕组的上方，其导体的截面也必须足够大，能承受负载电流而不过热。

4.24 电枢

电枢是发电机的转动部分。它包括一个换向器、铁心和一系列线圈（见图 4-30）。电枢套在转轴上，并在主磁极之间旋转。铁心是由带槽的冲片叠成的圆柱形芯柱。这些叠片间有绝缘薄膜以使它们之间没有电气连接，这种方法可以减小涡流损耗。电枢上的槽为嵌入电枢导线提供了空间。


图 4-30 直流发电机的电枢，包括换向器、铁心和转轴
（图片由 General Electric Company，USA 提供）

电枢导体中通有发电机负载电流，它们通过多层电工纸片或云母片与铁心绝缘，并利用玻璃纤维板牢牢地固定在槽中。如果电枢电流在 10A 以下，可以使用圆导线；但如果电流超过 20A，则选用矩形导线，因为它们能更好地利用槽中的空间。一个小电机电枢的叠片如图 4-31所示，图 4-32 则为一个大电机电枢的横截面。


图 4-31 带锥形槽的电枢叠片

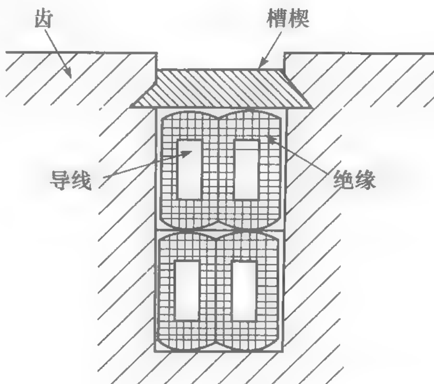


图 4-32 一个包含 4 个导体的横截面

4.25 换向器和电刷

换向器是由一系列锥形的铜排通过云母片绝缘，并固定在电机的转轴上构成的（见图 4-33）。电枢上的导体与变换器的连接方式将在 4.26 节介绍。

在制造换向器时必须非常小心，因为任何偏离都可能造成电刷接触不良，从而产生火花。火花将烧坏电刷，并碳化换向器。

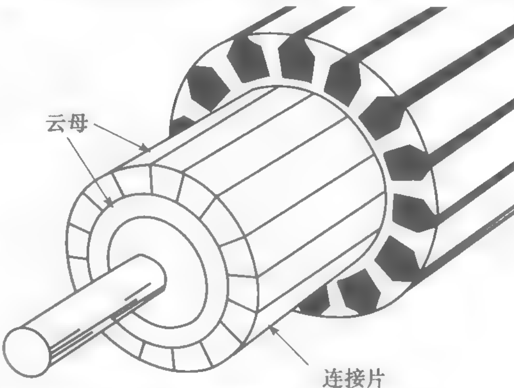
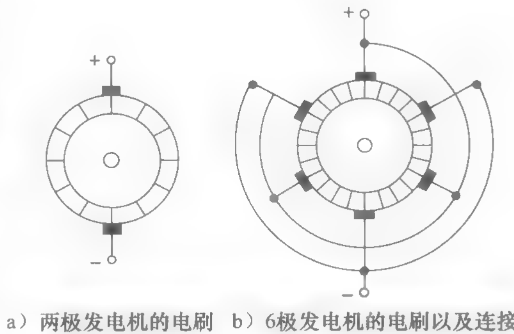


图 4-33 直流电机的换向器

一台两极发电机有两个电刷，固定在圆周直径的两端（见图 4-34）。它们在换向器上滑动并保证旋转电枢和外部固定负载有良好电气连接。

多极电机的电刷装置数与其极数相同。一个电刷装置可能包含一个或几个电刷，这取决于它们所通过的电流。在图 4-35c 中，例如，两个并排放置的电刷组成一副电刷装置。电刷在换向器圆周上是等距放置的，它们安放在可调整位置的刷握中，可根据需要转过一定的角度固定在中性线位置。相邻的电刷有相反的极性，相同极性的电刷用导线连接在一起，并最终分别连到正负端（见图 4-34b）。



a）两极发电机的电刷 b）6极发电机的电刷以及连接

图 4-34 发电机的电刷

电刷用碳制成，具有良好的导电性，且由于材料的柔软性而不会使换向器产生划痕。为了提高导电性，通常也将少量的铜与碳混合。电刷上的压力通过可调弹簧来施加。如果施加的压力太大，那么摩擦力将使换向器和电刷过热；反之，如果压力太小将导致接触不良而产生火花。通常压力的大小为 15kPa(≈2lb/in^2)，允许的电流密度为 10A/cm^2（≈65A/in^2）。因此，一个典型的电刷横截面为 3cm×1cm(≈1.2in×0.4in)，施加的压力为 4.5N(≈1lb)，可承受 30A 的电流。



a）碳刷和非常柔软的铜线 b）握刷和压紧弹簧



c）一由两个电刷放置在刷杆上的电刷装置

图 4-35 碳刷、握刷和电刷

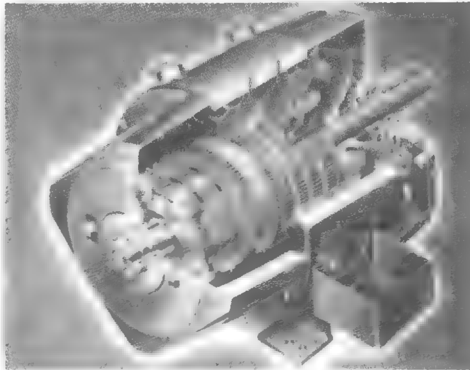


图 4-36 一台 100kW、250V、1750r/min 的 4 极直流发电机截面图

图 4-36 为一个现代 4 极直流发电机的结构图。为了明白它是怎么做成的，图 4-37 展示了一幅 1889 年造的发电机图。

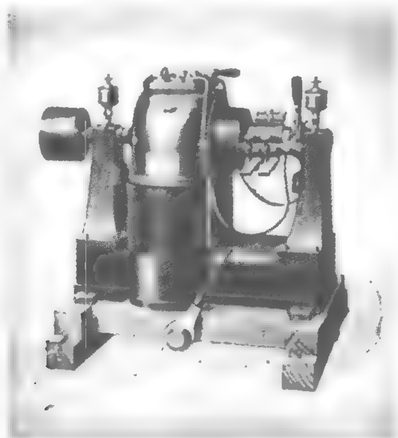


图 4-37 第一台直流 Thompson 发电机于 1889 年运行，它用于 Montreal 街的照明。它提供的电流为 250A，电压为 110V。该发电机的其他参数如下：转速，1300r/min；总质量，2390kg；电枢直径，292mm；定子的内直径，330mm；换向片个数，76；电枢导体尺寸，#4；并励回路导体的尺寸，#14。与该电机有相同的功率和转速的现代电机的质量仅为它的 1/8，体积为 1/3

4.26 多极发电机的详细分析

为了更好地了解多极发电机，以一台 12 极电机为研究对象。图 4-38a 为该电机的示意图，电枢上有 72 个槽及 72 个线圈，换向器上有 72 块换向片。电枢绕组采用叠绕组，这与两极电机的示意图非常相似（见图 4-11b）。在图示时刻，线圈 A 和 C 处在中性线位置，而线圈 B 则在主磁极的正中央并切割磁力线。

线圈的宽度（也叫做线圈节距）由分别切割相邻 N、S 极磁力线的线圈两边来定义。因此，线圈 B 的两边分别在 2 极和 3 极的中央。类似的，线圈 A 的线圈边分别在 1、2 极的中间位置和 2、3 极的中间位置。

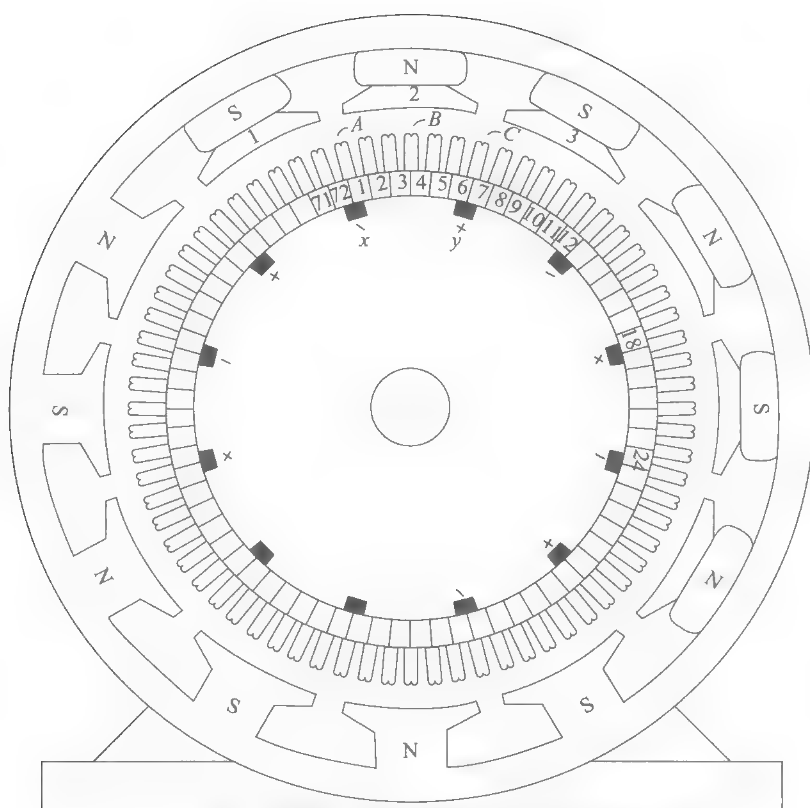
在电刷 x 和 y 之间产生的电压相当于 5 个线圈的电压之和，这 5 个线圈分别与换向片 1-2、2-3、3-4、4-5 和 5-6 相连。其他电刷之间的电压也是由这类似的 5 个线圈产生的。

各电刷的“+”端连在一起构成“+”极，同样，各电刷的“-”端连在一起构成“-”极。这些连接并没有在图 4-38 中示出。为了简单明了的缘故，图 4-38 中没有画出 N、S 极之间的换向极。

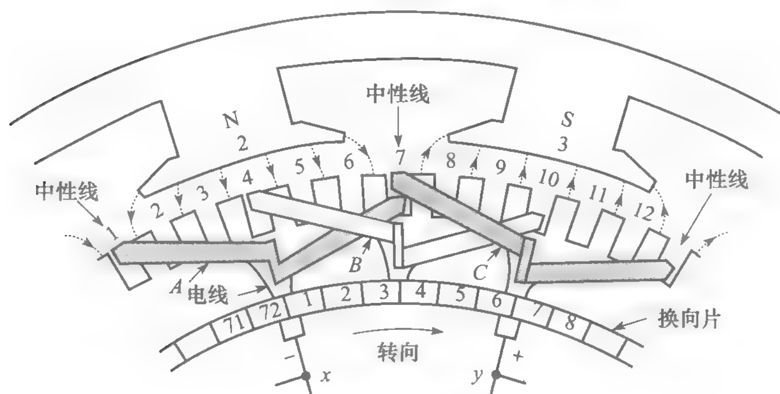
图 4-38b 给出了电刷 x、y 间电枢线圈更详细的放置方式。其中只画出了线圈 A，B，C 以使示意图不显复杂。线圈 A 的边分别在 1 和 7 槽中，而 B 的边在 4 和 10 槽中。而且，线圈 A 连接换向片 72 和 1，而线圈 B 连到换向片 3 和 4。

在图示位置，线圈 A 的边在两极的中性线位置。因此，A 中没有感应电压产生。另一方面，线圈 B 两边直接处在 N 和 S 极的正下方。因此此时线圈 B 中的感应电压最大。从而，换向片 3 和 4 之间的电压也为最大。

线圈 C 中的电压也为零，因为它的边也正处在中性线位置。而每个正负端的电刷都在感应电压为零的换向片处使线圈短路。



a）一台12极，72个线圈的直流发电机示意图



b）两相邻电刷间电枢绕组的详细图

图 4-38　直流发电机

例 4-2 图 4-38 中的发电机在相邻的电刷间产生 240V 的电势，并输出 2400A 的电流。求：a. 每个电刷装置传递的电流；

b. 每个线圈中的电流；

c. 每个线圈的平均电势。

解　a. 2400A 电流从电刷的“+”端流出经过发电机并最终流入“−”端。总共有 12 个电刷装置，6 个正的，6 个负的。因此每个电刷装置的电流为：

$$I = 2400/6 = 400\text{A}$$

b. 每个电刷装置汇集了从它左右两端来的线圈电流。因此，每个线圈中的电流为：

$$I = 400/2 = 200\text{A}$$

c. 在两个相邻的电刷间有 6 个线圈，因此每个线圈的平均电势为：

$$E_{\text{avge}} = 240/6 = 40\text{V}$$

◀

4.27 理想换向过程

当发电机带负载运行时，每个电枢上的线圈带有通过每个电刷上的一半大小的负载电流。在一个正极电刷附近的电枢绕组中的电流流向如图 4-39a 所示。在电刷左右两端的线圈的电流都流向电刷所在方向，如果负载电流为 80A，那么线圈中的电流为 40A。

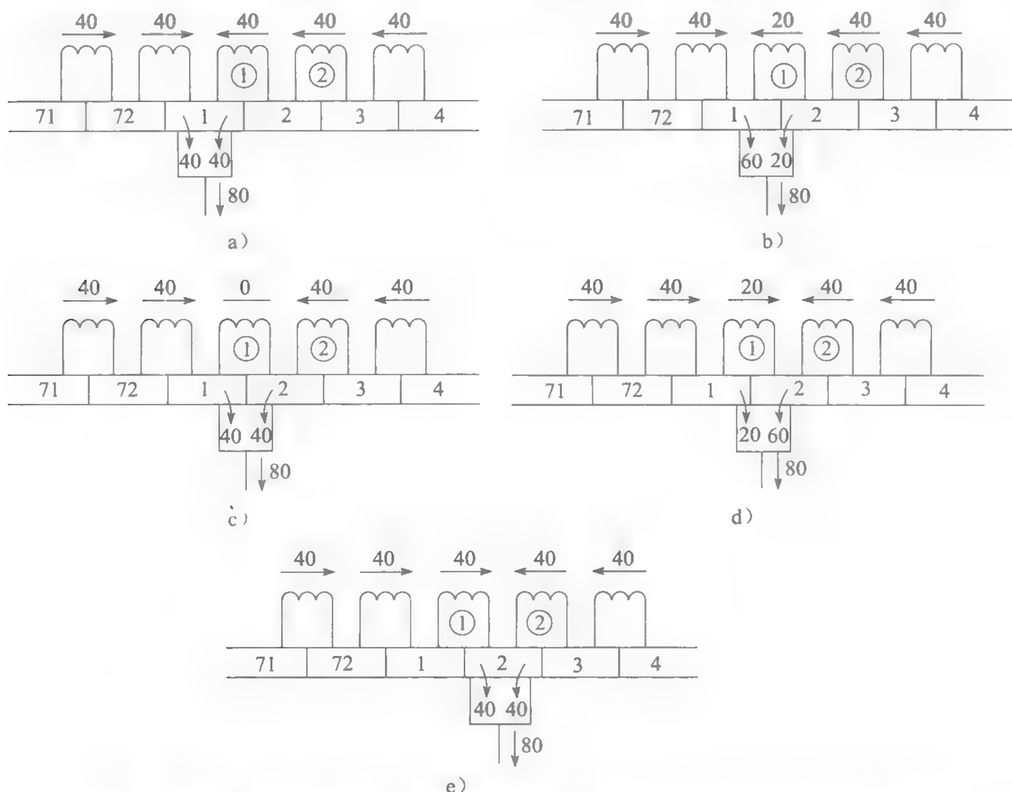


图 4-39 线圈 1 中的电流换向。忽略自感效应，电流的换向将由电刷接触电阻确定

如果换向片从右至左移动，那么在电刷右端的线圈将很快运动到左边。这意味着在这些线圈中的电流将改变流向。电流的方向改变发生在它从电刷的右端运动到电刷左端的毫秒级瞬间。这个电流在很短的时间内改变流向的过程就叫换向。

图 4-39a 至图 4-39e 将帮助我们了解换向是怎么发生的。在图 4-39a 中，电刷处在换向片 1 的中间，从而左右两端的线圈都有 40A 的电流流向电刷，以给出 80A 的输出电流。电刷和换向片之间的接触电阻将产生 1V 的压降。

在图 4-39b 中，换向片移动了一小段距离，电刷有 25%的面积与换向片 2 接触，75%的面积与换向片 1 接触。由于接触电阻的缘故，电刷与换向片之间的传导率与接触面积成正比。与换向片 2 接触的面积只有总的接触面积的 1/4，因此从换向片 2 流向电刷的电流只有总电流的 1/4，也就是 0.25×80=20A。同样的道理，从换向片 1 流向电刷的电流为 0.75×80=60A。

应用基尔霍夫电流定律，可以发现线圈 1 中的电流为 20A。因此，在与电刷接触的过

程中，线圈中的电流从40A降到20A。

在图4-39c中，换向片进一步向左移动一段距离，此时电刷与换向片1和2的接触面积相等。因此，它们之间的传导率相同从而电流也相等。这就意味着此时线圈1中的电流为零。

在图4-39d中，换向片更进一步向左移动。此时电刷有75%的面积与换向片2接触，所以此时的电流分配为：60A来自换向片2，20A来自换向片1。应用基尔霍夫电流定律，可知此时线圈中的电流仍为20A，但已反向。至此，可知随着换向片的移动，电刷的接触电阻是怎么对电流换向产生影响的。

在图4-39e中，线圈1中的电流已完成换向，而线圈2中的电流将要换向。

在这个理想换向过程中，在电刷接触面上电流的密度（A/cm^2）是不变的。因此，电刷接触电阻产生的热量在电刷表面均匀分布。遗憾的是，在实际电机中这样的理想换向过程是不可能发生的，下面分析其原因。

4.28 实际换向过程

换向在很短的一段时间内发生，而电流并无法变化得如此快，原因是电枢线圈有电感，它将阻止电流的突变。

假如图4-39中的换向器有72片，电枢的转速为600r/min。因此，电枢转一圈只要1/10秒，在这短暂的时间内，有72个换向片经过每个电刷。因此，线圈1用来电流换向的时间只有1/10×1/72=1/720s或1.39ms!

自感电势的公式为：

$$e = L\Delta I/\Delta t \tag{4.2}$$

式中，e是感应电势（V）；L是线圈的电感（H）；$\Delta I/\Delta t$是电流的变化率（A/s）。

如果线圈1的自感为100μH，那么感应电势为：

$$e = L\Delta I/\Delta t = \frac{100\times10^{-6}\times[+40-(-40)]}{1.39\times10^{-3}} = 5.75\text{V}$$

这就是由电感L产生的感应电势表达式，其方向与电流的方向相反。

图4-40a～e给出了当考虑自感存在时流经线圈1中的电流变化。为了确定最终电刷中的电流，我们假设了电流数值，这些电流将与图4-39中的电流作比较。

在图4-40a中，电刷处在换向片1的正中央，这时线圈1中的电流既不增加也不减小。因此，此时线圈中的自感并不发挥作用。

在图4-40b中，由于接触电阻的影响，线圈1中的电流将发生变化。然而，感应电势e将阻止电流降到它的理想值20A。假设此时线圈中的电流为35A。利用基尔霍夫电流定律，从换向片1和2流向电刷的电流分别是75A和5A，而不是60A和20A。注意，此时电刷表面的电流密度将不再是均匀分布的。电刷与换向片2接触的部分密度低，而与换向片1接触的部分密度高。

在图4-40c中，电刷处在换向片1和2之间的对称位置上。但线圈1中的电流并没有降到零，而是30A。因此，换向片1处的电流为70A，而换向片2处的电流只有10A。这时电刷左半部分的电流密度为右半部分的7倍。电刷的左半部分将要过热。

在图4-40d中，换向片1已经移过电刷的中间位置，线圈中的电流方向还没改变。假设它此时的电流为20A，那么从换向片1流向电刷的电流为60A，尽管此时它的接触面积已经非常小。此时的高电流密度将使电刷尖端过热。因为每秒有720个线圈换向，所以过热过程将使电刷端达到炽点，并产生严重的火花。

在设计直流发电机和电动机时，采取许多措施以减小线圈的自感。其中一种最有效的

方法是减少每个线圈的匝数。对一个给定的输出电压，这意味着将增加线圈的个数。更多的线圈将带来更多的换向片数。因此，通常直流发电机的线圈和换向片的数量较多，这不是为了减小输出电压的脉动而是为了改善换向的问题。

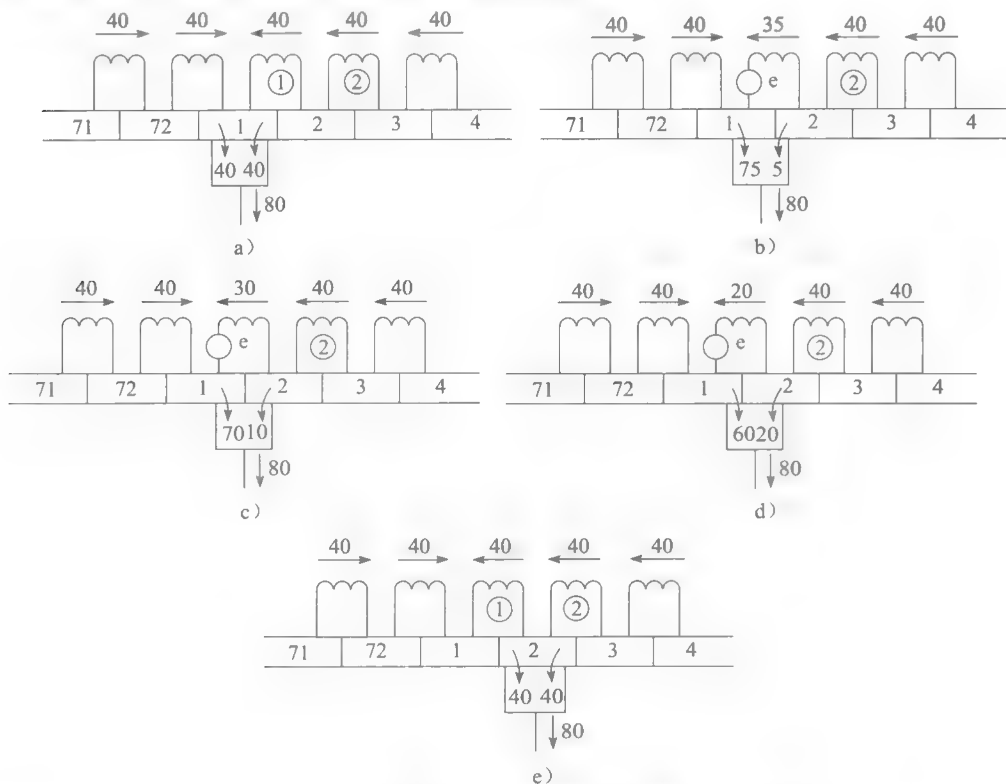


图 4-40　线圈 1 中的电流换向。线圈的自感阻止电流的换向

另一个改善换向的方法是，使换向极的磁动势比电枢的磁动势稍微大一点。因此，在中性线位置有微小的磁通。当换向器下的线圈边切割此磁通时，将在线圈中产生一个与自感电势相反的电势。

除了这些方法外，应仔细选择电刷的位置，其位置将影响电刷压降大小，压降可以在 0.2～1.5V 之间变化。这个压降发生在电刷和换向片的接触面间。一个大的电刷压降可以帮助换向，但它也将增大损耗。因此，换向器和电刷间的发热将加剧，发电机的效率也将降低。

习题

初级

4-1　画出直流发电机的主要构成部分。

4-2　为什么直流电机的电刷总是放置在中性线位置？

4-3　描述换向器的结构。

4-4　当如下因素发生变化时，对他励直流发电机的感应电势会有什么影响？

a. 转速增加；

b. 励磁电流减小。

4-5　如何调节并励发电机的电压？

4-6　为何并励发电机的端电压随着负载的增加而减小？试解释原因。

4-7　解释为什么过复励发电机的输出电压随负载增加而增加？

4-8　解释并励发电机、复励发电机和差复励发电机之间的区别。

a. 从结构方面考虑；

b. 从电气特性方面。

中级

4-9　一台他励发电机的转速为 1400r/min，感应电

势为 127V，电枢电阻为 2Ω，电机电流为 12A。计算：a. 端电压 [V]；

b. 电枢的热损耗 [W]；

c. 电枢的制动转矩 [N·m]。

4-10 一台他励发电机的空载电压为 115V。试问在下述情况下会有如何变化？

a. 转速增加 20%；

b. 旋转方向改变；

c. 励磁电流增加 10%；

d. 磁场极性改变。

4-11 一台 100kW、250V 的平复励发电机的每个磁极有 2000 匝并励绕组，7 匝串励绕组。如果总的并励绕组电阻为 100Ω，计算电机在额定电压运行时的磁动势。

a. 在空载时；

b. 在满载时。

4-12 图 4-18b 所示的是一台他励直流发电机运行在1500r/min 时的空载磁化曲线。计算使发电机产生 120V 电压，并以 1330r/min 运行时所需的励磁电流。

4-13 在图 4-10 中，线圈 D 在图示位置上的感应电压为 18V。计算在该时刻线圈 A、B、C 的感应电势。

4-14 在图 4-11b 中，计算当电枢分别转过 90°和 120°时线圈 A 中的感应电势。

4-15 图 4-11b 中，电刷 x 相对于电刷 y 为正极性。试确定 12 个线圈的极性。若线圈转过 180°时它的极性又是怎么的？

4-16 图 4-38 所示的发电机以 960r/min 速度旋转且每极磁通为 20mWb。假如每个电枢线圈有 6 匝，计算空载电枢电压。

4-17 a. 图 4-38 所示的发电机需要多少个电刷组？

b. 如果电机总的负载电流为 1800A，计算流经每个电枢线圈的电流。

高级

4-18 图 4-38 中的发电机中电刷 x 和 y 间的电压为 240V。为什么换向片 3 和 4 之间的电压肯定大于 40V？

4-19 对于图 4-10 所示电路，当电枢逆时针旋转时，试确定 E_{xy} 的极性。

4-20 a. 在图 4-38 中，已知电枢是顺时针旋转，试确定换向片 3 和 4 之间电压 E_{34} 的极性；

b. 在同一时刻，试确定换向片 3、5 相对于换向片 3、4 的极性。

4-21 图 5-4 中的电枢有 81 个槽，243 个换向片。它将要构成 6 极叠绕组，且每个线圈为 1 匝。如果每极磁通为 30mWb，计算：

a. 在 1200r/min 运行时的感应电势；

b. 每极的平均磁通密度；

c. 使每个电枢线圈电流反向的时间，已知电刷的宽度为 15mm，换向器的直径为 450mm。

4-22 一台 200W、120V、1800r/min 的直流发电机有 75 个换向片。电刷的宽度可以覆盖 3 个换向片。试证明换向的过程持续 1.33ms。

4-23 一台 4 极 250kW、750V 的直流发电机的电枢为叠绕组。

计算：a. 发电机满载电流；

b. 电枢线圈电流。

工程应用

4-24 一台 240kW、500V、1750r/min 的他励直流发电机效率为 94%。并励绕组电阻为 60Ω，额定电流为 5A。电枢中的电阻损耗 I^2R 标幺值为 0.023。

计算：a. 额定电枢电流；

b. 电机中的总损耗；

c. 电枢上的损耗 I^2R。

4-25 若 4-24 中的电机重 2600lb。计算它的输出（单位为 W/kg）。

4-26 计算使 4-24 中的发电机以 1750r/min 旋转所需的转矩（并励绕组的电流由单独电源提供）。

4-27 一台四极直流发电机中电流为 218A。每个电刷组的平均压降为 0.6V。计算电机中的总的电刷损耗，忽略摩擦损耗。

第5章

直流电动机

5.0 引言

我们已经对直流发电机有了很好的理解，接下来开始学习直流电动机。直流电动机把电能转化成机械能，用来驱动起重机、风机、水泵、计时器、冲压机、汽车等。有些设备的转矩-速度曲线是固定的（如水泵或风机），有些则变化很大（如起重机或汽车）。电动机的速度-转矩曲线应该与他所驱动的负载类型相匹配，这样就对应三种基本类型的电动机：

- 并励电动机
- 串励电动机
- 复励电动机

在普通的工业应用中很少采用直流电动机，这是因为所有的电气设施系统只提供交流电。当然对于特殊应用场合，如轧钢厂、矿山、电力机车，使用直流电动机更有优势，因此要将交流电转换成直流电。原因是直流电动机的转矩-转速曲线能在很大范围内可变，且保持高效率。

现在，这种局面有所改变，因为成熟的电力电子技术的使用，使交流电动机用于变速场合成为可能。但直流电动机仍在大量地使用和制造。

5.1 反电动势

直流电动机的结构和发电机基本相同，因此一台直流电机既可以当作电动机也可以当作发电机。举个例子，一台直流发电机的电枢开始时处于静止，通过开关连接到直流电源 E_s（见图 5-1）。电枢电阻为 R，磁场由永磁体产生。

当开关闭合时，因为电阻非常小，所以有一个大电流流过电枢，电枢导体将产生力，因为它们处在永磁体产生的磁场中。这些力加起来产生一个大转矩，导致转子旋转。

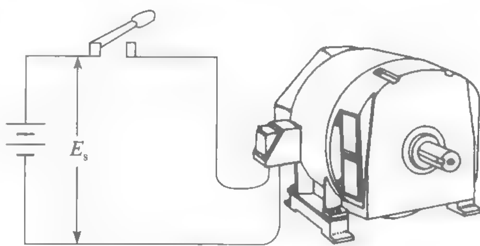


图 5-1　直流电动机的起动

另一方面，当转子开始转动时，将发生另一种现象：发电机效应。当电枢绕组导体切割磁力线时将产生感应电势 E_o（见图 5-2），无论是什么导致转动，这种现象总是存在。感应电势的大小和极性与该电机运行在发电状态时获得的电势相同。感应电势 E_o 与电动机的转速 n 和每极磁通 Φ 成比例，如式（4.1）：

$$E_o = Zn\Phi/60$$

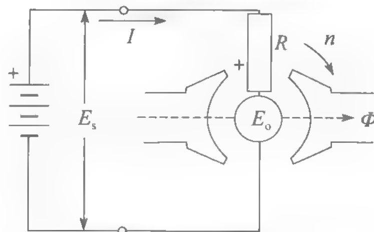


图 5-2　直流电动机中的反电动势

和发电机一样，Z 是一个由电枢绕组匝数和绕组类型决定的定值。对于叠绕组，Z 和电枢绕组的导体总数相等。

在电动机的例子当中，感应电势 E_o 称为反电动势（cemf），这是因为该电动势的极性总是和电枢端电压 E_s 相反，就好像有一个值为（$E_s - E_o$）而不是（$E_s + E_o$）的净电压作用在串联电路（见图 5-2）两端：

5.2　电动机的加速过程

图 5-2 所示的作用在电枢电路中的净电压为（E_s-E_o）。电枢电流 I 最终由电枢电阻 R 决定，所以：

$$I=(E_s-E_o)/R \tag{5.1}$$

当电动机静止时，感应电势 $E_o=0$，所以起动电流为：

$$I=E_s/R$$

电动机的起动电流可能比正常满载时的电流大 20～30 倍。这可能导致熔丝熔断或保护装置跳闸，当然，如果上述情况没发生，那么将有非常大的力作用在电枢导体上，并产生非常大的起动力矩，于是转子将产生很大的加速。

当转速增大时，反电动势 E_o 也增大，结果（E_s-E_o）减小。从式（5.1）可以看出电枢电流 I 随着转速的增加逐步减小。

虽然电枢电流在减小，但是电动机继续在加速直到一个稳定的最大速度。在没有负载的情况下，这个转速所产生的反电动势 E_o 比电枢端电压 E_s 略小。实际上，如果 E_o 和 E_s 相等，那么净电压（E_s-E_o）变为 0，电流也变为 0，驱动力停止作用在电枢导体上，风扇和轴承产生的阻力会使电动机减速。当转速下降时，净电压（E_s-E_o）增加，电枢电流也增加。当电枢电流产生的转矩增加到和负载转矩相同时，速度就停止下降。所以，当电动机没有负载时，反电动势肯定微小于 E_s，由此生成足以产生所需转矩的小电流。

例 5-1 永磁直流电动机的电枢电阻为 1Ω，当其转速为 500r/min 时产生 50V 电势。假如把电枢接到一个 150V 的电压源上，计算以下问题：

a. 起动电流；

b. 当电动机转速分别为 1000r/min、1460r/min 时的反电动势；

c. 转速分别为 1000r/min、1460r/min 时的电枢电流。

解　a. 起动时，转子是静止，所以 $E_o=0$（见图 5-3a）。起动电流仅由电枢电阻决定：

$$I=E_s/R=150\text{V}/1\Omega=150\text{A}$$

b. 因为在 500r/min 时发电机的电势为 50V，所以在 1000r/min 时电机的反电动势为 100V，同理 1460r/min 时为 146V。

c. 转子电路的净电压在 1000r/min 时为

$$E_s-E_o=150-100=50\text{V}$$

相应的电枢电流为

$$I=(E_s-E_o)/R=50/1=50\text{A}(\text{见图 5-3b})$$

当电动机转速达到 1460r/min 时反电动势为 146V，几乎和电源电压相同。在这些条件下，电枢电流仅为 $I=(E_s-E_o)/R=(150-146)/1=4\text{A}$，相应的转矩比原先的小得多（见图 5-3c）。◀

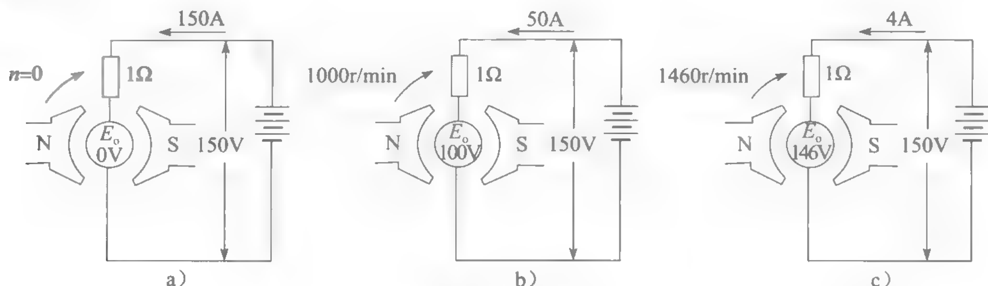


图 5-3　例 5-1 图

5.3 机械功率和转矩

直流电动机的功率和转矩是两个非常重要的参数。下面推导两个简单的公式来计算这两个参数。

1. 根据式（4.1），在叠绕电枢回路中产生的反电动势为

$$E_o = Zn\Phi/60$$

参照图 5-2，提供给电枢的功率等于电枢端电压 E_s 与电枢电流 I 的乘积：

$$P_a = E_s I \tag{5.2}$$

E_s 等于 E_o 与电枢上的电压降 IR 的和：

$$E_s = E_o + IR \tag{5.3}$$

由此可见：

$$P_a = E_s I = (E_o + IR)I = E_o I + I^2 R \tag{5.4}$$

I^2R 这一项表示电枢的散热功率，E_oI 非常重要，它表示转化为机械功率的电功率。电动机的机械功率相当于反电动势和电枢电流的乘积。

$$P = E_o I \tag{5.5}$$

式中，P 是电动机产生的机械功率（W）；E_o 是电枢的感应电动势（cemf）（V）；I 是电枢的总电流（A）。

2. 转矩 T 的计算，可知机械功率 P 由以下表达式得出：

$$P = nT/9.55$$

式中，n 代表旋转速度。

通过式（3.5）、式（4.1）、式（5.5），可得到：

$$nT/9.55 = E_o I = Zn\Phi I/60$$

所以

$$T = Z\Phi I/6.28$$

叠绕式电动机的转矩表达式如下：

$$T = Z\Phi I/6.28 \tag{5.6}$$

式中，T 是转矩（N·m）；Z 是电枢导体数；Φ 是每极有效磁通（Wb）；I 是电枢电流（A）；6.28 为常数（准确值为 2π）。

式（5.6）说明可以通过增大电枢电流或者增大磁极产生的磁通来增大电动机转矩。

例 5-2 225kW（≈300hp）、250V、1200 r/min 的直流电动机的详细参数如下（见图 5-4和图 5-5）：

电枢线圈数	243
每个线圈匝数	1
绕组类型	叠绕组
电枢槽数	81
换向片数	243
磁极数	6
电枢直径	559mm
电枢长	235mm

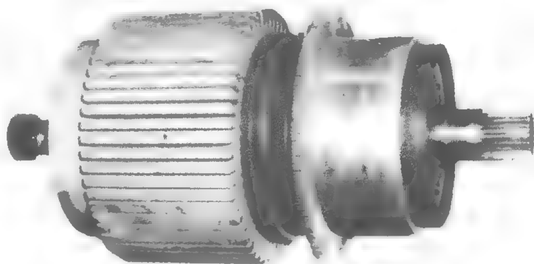


图 5-4 225kW、250V、1200r/min 直流电动机的电枢与换向器。电枢铁心直径为 559mm，轴向长度为 235mm，由 400 片 0.56mm 厚的冲片叠压而成。电枢上有 81 个槽，换向器上有 243 换向片（H. Roberge）


a）线圈在成型机上成型


c）将线圈端部连接到换向片


b）准备将1个线圈放入槽中


d）线圈端部与换向片连接处准备铜焊

图 5-5　图 5-4 所示的电枢制造过程（H. Roberge）

计算：a. 电枢额定电流；

b. 每个槽的导体数；

c. 每极磁通。

解　a. 假设感应电势 E_o 和输入电压（250V）几乎相等。

于是电枢额定电流为

$$I = P/E_o = 225\,000/250 = 900\text{A}$$

b. 每个线圈都是由两根导体组成，所以电枢上的总导体数为 $243 \times 2 = 486$

$$\text{每槽导体数} = 486/81 = 6$$

$$\text{每槽线圈边数} = 6$$

c. 电动机的力矩为

$$T = 9.55P/n = 9.55 \times 225\,000/1200 = 1791\text{N} \cdot \text{m}$$

每极磁通为

$$\Phi = 6.28T/ZI = (6.28 \times 1790)/(486 \times 900) = 25.7\text{mWb}$$ ◀

5.4　旋转速度

当一个直流电动机驱动一个介于空载和满载之间的负载时，由于电枢电阻非常小，所以压降 IR 相对于电枢端电压 E_s 始终是一个小量。这意味着反电动势 E_o 与 E_s 非常接近。

另一方面，E_o 的表达式为：

$$E_o = Zn\Phi/60$$

用 E_s 代替 E_o，可得到：

$$E_s = Zn\Phi/60$$

于是：

$$n = \frac{60E_s}{Z\Phi} \quad （近似） \tag{5.7}$$

在上式中，n 是旋转速度（r/min）；E_s 是电枢端电压（V）；Z 是电枢导体总数。

这个重要的等式说明了电动机的转速与电枢端电压成正比，与每极磁通成反比。下面

将介绍如何应用这个公式。

5.5　电枢速度控制

根据式（5.7），如果每极磁通 Φ 保持不变（永磁或电励磁），那么转子的转速仅由电枢电压 E_s 决定，可通过增加或降低 E_s 来对电动机进行调速。

实际上，可以通过把电动机电枢 M 连接到一个独立励磁的可变电压直流发电机 G 上来改变 E_s（见图 5-6）。电动机励磁磁场保持不变，但是发电机的励磁电流从 0 变到最大值甚至反向，因此发电机的输出电压分别正向、反向从 0 变到最大值。结果使电动机的转速在正、反两个方向都可从 0 变到最大值。系统中的直流发电机由一台三相交流电机驱动。这种调速方法也就是 Ward-Leonard 系统，最早应用在造纸厂、矿山、高层电梯、轧钢厂等场合。

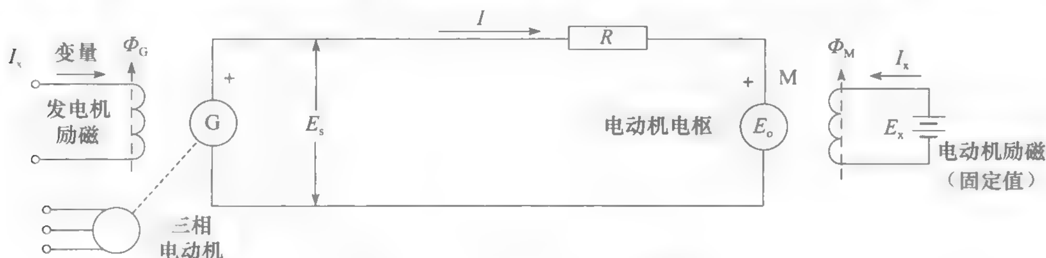


图 5-6　Ward-Leonard 速度控制系统

在现代装备中，发电机通常被大功率电力转换器取代，这些转换器通过电力电子器件把交流转化为直流。

Ward-Leonard 系统并不仅仅是一个给直流电动机电枢提供可变直流电压的装置，它实际上能根据负载需要调节电动机的转矩和转速。举一个例子，假设 E_s 调整到比反电动势 E_o 稍微大一点，电流流动方向如图 5-6 所示，电动机产生正向转矩。由于电流 I 流向正极端，电动机的电枢吸收能量。

假设通过减小发电机励磁 Φ_G 来减小 E_s，当 E_s 比 E_o 小的时候，电流反向。从而有：1）电动机转矩反向；2）电动机把能量传递给发电机 G，结果是瞬间电动机成为发电机，而发电机成为电动机。传递给发电机的能量来源于电枢和与之相连的机械负载迅速减速的动能消耗。总之，通过减小 E_s，电动机的转速快速下降。

发电机 G 吸收能量后到底发生什么？当发电机 G 吸收能量后，作为电动机运行，驱动与其相连交流电动机以异步发电机⊖方式运行，结果是将能量反馈回电网。能量通过这种方式回收的事实使 Ward-Leonard 系统效率高，这就是该系统的另一个优点。

例 5-3　一台 2500kW 的发电机为一台 2000kW、500V、速度可变的电动机供电，使用图 5-6 所示的 Ward-Leonard 系统。电动机和发电机电枢的电阻均为 10mΩ。当电动机以额定速度 300r/min 运行时，E_o 为 500V。

计算：a. 当 $E_s=400\text{V}$，$E_o=380\text{V}$ 时电动机的转矩和转速；

b. 当 $E_s=350\text{V}$，$E_o=380\text{V}$ 时电动机的转矩和转速。

解　a. 电枢电流为

$$I=(E_s-E_o)/R=(400-380)/0.01=2000\text{A}$$

传递给电动机电枢的功率

$$P=E_oI=380\times2000=760\text{kW}$$

电动机转速为

⊖ 异步发电机将在第 14 章中介绍。

$$n = (380\text{V}/500\text{V}) \times 300 = 228\text{r/min}$$

电动机转矩为

$$T = 9.55P/n = (9.55 \times 760\,000)/228 = 31.8\text{kN} \cdot \text{m}$$

b. 因为 E_o=380V，所以电动机转速仍为 228r/min。

电枢电流为：

$$I = (E_s - E_o)/R = (350 - 380)/0.01 = -3000\text{A}$$

电流值为负的，所以在电路中反向流，电动机转矩也反向。

由电动机返回发电机的功率和 10mΩ 电阻上的功率为：

$$P = E_o I = 380 \times 3000 = 1140\text{kW}$$

由电动机产生的制动转矩为：

$$T = 9.55P/n = (9.55 \times 1\,140\,000)/228 = 47.8\text{kN} \cdot \text{m}$$

在机电制动转矩的影响下电动机及相连的机械负载的速度迅速下降。◀

电枢串电阻调速 把变阻器与电枢绕组串联是另一种控制直流电动机转速的方式（见图 5-7）。电流将在变阻器中产生一个压降，这个压降将在电压源 E_s 中减去，使提供给电枢的电压更小。这个方法能够实现减速，但仅推荐在小容量电动机上使用，因为在变阻器上会损失大量功率和热量，使效率降低。另外，这种方法的速度调节能力比较差，甚至在变阻器阻值固定时也是如此，因为变阻器上的 IR 随着电枢电流的增加而增加。随着负载转矩的增加，电动机的转速下降明显。◀

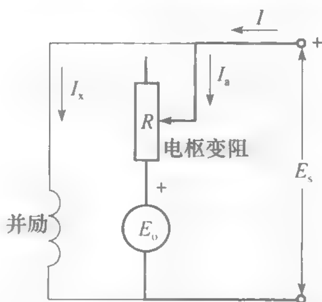
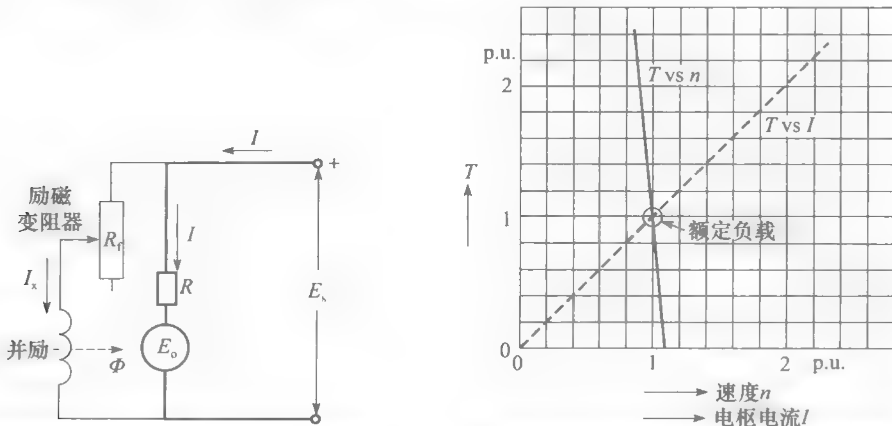


图 5-7 电枢回路串电阻来实现调速

5.6 变磁场调速

根据式（5.7），也可以通过改变磁通 Φ 来改变直流电动机的转速。保持电枢电压 E_s 不变，因此式（5.7）的分子为定值。于是，电动机的转速与磁通 Φ 成反比，磁通量增加，转速下降；反之亦然。

当电动机需运行在其额定速度（也称基速）以上时经常采用这种速度控制方法。为了控制磁通 Φ（也就是速度），可在励磁绕组中串联一个变阻器 R_f（见图 5-8a）。



a）励磁回路串接变阻器的并励电动机原理图 b）并励电动机的转矩-速度及转矩-电流特性

图 5-8 并励电动机

为了能更好理解这种速度控制方法，假设图 5-8a 中的电动机初始运行在一个固定的转速。因为电枢上的电压降 IR，反电动势 E_0 略小于电枢供给电压 E_s。假如突然增加变阻器的电阻值，励磁电流 I_x 和磁通 Φ 两者同时减小，这使得反电动势 E_0 立刻减小，导致电枢电流很快升高到一个更大的值。电流剧烈变化的原因在于其数值由 E_s 与 E_0 间的微小差值决定。此时，尽管磁场比以前更弱，但是电动机的转矩比以前更大，所以电动机将加速直至反电动势 E_0 略小于电枢供给电压 E_s。

很明显，在弱磁下电动机必须转得更快才能获得同样的 E_0。所以可以通过在励磁绕组中串联电阻使得电动机运行在正常速度以上。对于并励电动机，这种方法能使最高速与基速的比率达到 3：1。如此宽的调速范围也带来了不稳定和换向能力弱等问题。

在某些非正常条件下，磁通可能小到危险值。举个例子，假如并励电动机的励磁电流为零，仅磁极上剩磁起作用。⊖ 此时磁通非常小以致电动机为了产生所需的反电动势而运行在危险的高速。需要专门的安全设备来防止出现这种情况。

5.7 并励电动机带负载运行

一台直流电动机空载运行时，假如在轴上突然增加一个机械负载，由于空载电流并不能提供足够大的转矩，因此电动机开始减速。这将导致反电动势减小，结果电流和相应的转矩变大。当电动机的转矩增大到和负载转矩相等时，转速将保持恒定（见 3.11 节）。总之，当负载转矩增加时，电枢电流增加，转速下降。

并励电动机的转速从空载到满载保持相对稳定。在小型电动机中，满载时的速度仅仅下降 10%～15%。在一些大型电动机中，速度下降得更少，一部分原因是电枢的电阻非常小。通过调节励磁电阻器，在负载发生变化时，转速也能保持恒定。

典型的并励电动机的转矩-转速和转矩-电流特性如图 5.8b 所示。速度、转矩、电流以标幺值（pu）的形式给出。转矩与电流成正比，当转矩从 0pu 增加到 2pu 时，转速从 1.1pu 下降到 0.9pu。

例 5-4 一台并励电动机接到 120V 的电源上以 1500r/min 的速度旋转（见图 5-9a）。线电流为 51A，并励励磁电阻为 120Ω。假如电枢电阻为 0.1Ω，计算以下各值：

a. 电枢电流；

b. 反电动势；

c. 电动机的输出机械功率。

解 a. 励磁电流为：

$$I_x = 120\text{V}/120\Omega = 1\text{A}$$

电枢电流为：

$$I = 51 - 1 = 50\text{A}$$

b. 电枢两端的电压为：

$$E = 120\text{V}$$

电枢电阻上的压降为：

$$IR = 50 \times 0.1 = 5\text{V}$$

电枢产生的反电动势为：

$$E_0 = 120 - 5 = 115\text{V}$$

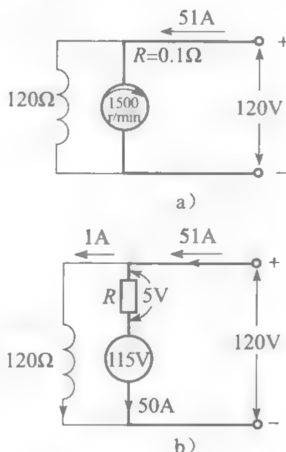


图 5-9 例 5-4 图

⊖ 剩磁（residual magnetism）这一术语也经常使用。在 IEEE 电工电子标准词典中有如下描述：“……如磁路中没有气隙存在，剩磁电感（remanent induction）与剩磁电感（residual induction）相等；如果磁路中有气隙，remanent induction 小于 residual induction。”

c. 提供给电机的总功率为：

$$P_i = EI = 120 \times 51 = 6120\text{W}$$

电枢吸收的功率为：

$$P_a = EI = 120 \times 50 = 6000\text{W}$$

电枢消耗的功率为：

$$P = IR^2 = 50^2 \times 0.1 = 250\text{W}$$

电枢输出的机械功率为：

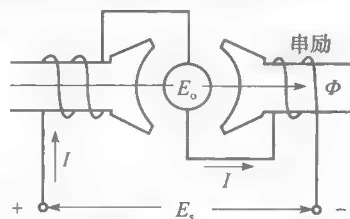
$$P = 6000 - 250 = 5750\text{W}(\text{相当于 } 5750/746 = 7.7\text{hp})$$

实际输出的机械功率要小于 5750W，这是因为小部分机械功率消耗在轴承摩擦损耗、风阻损耗、电枢铁耗上。◀

5.8　串励电动机

除了励磁部分外，串励电动机在结构上与并励电动机相同。励磁绕组和电枢绕组串联，因此电枢电流全部通过励磁绕组（见图 5-10a）。这个串联的励磁绕组由数匝导体组成，这些导体的横截面应大到足够承担电流。

虽然在结构上是相似的，但是串励电动机的特性和并励电动机完全不同。在并励电动机中，在任何负载下每极磁通总是固定不变，这是因为励磁绕组直接和电源相连。但是在串励电动机中，每极磁通依赖于电枢电流，也就是说，依赖于负载。当电流大时，磁通也大，反之亦然。尽管有上述不同，一些基本原理和公式同时适用于两者。



a）串励电动机连接图



b）串励电动机示意图

图 5-10　串励电动机

当一台串励电动机满载运行时，每极磁通和相同功率、相同转速的并励电动机相同。当串励电动机起动时，电枢电流比正常值高得多，结果是每极磁通也比正常值高得多，所以串励电动机的起动转矩比并励电动机的高很多。比较图 5-8 和图 5-11 中的 T-I 曲线可以得出以上结论。

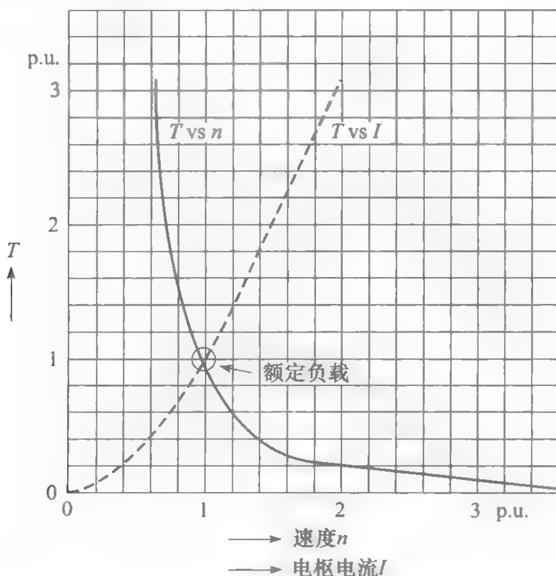


图 5-11　串励电动机典型的速度-转矩和电流-转矩特性

另一方面，当电动机未满载运行时，电枢电流和每极磁通都比正常值小。较弱的磁场将使转速上升，这和并励电动机在弱磁场下的原理相同。举个例子，假如串励电动机的负载电流下降到正常值的一半，那么磁通将减小一半，转速翻倍。很明显，如果负载很小，转速会上升到一个危险值。由于这个原因，串励电动机不能空载运行，这会导致失控，结果是离心力使电枢绕组上的线圈甩出槽外并损坏电机。

5.9 串励电动机的速度控制

当一台串励电动机带动一个负载时，需要对它的转速进行调节。因此，通过在励磁绕组上并联一个小电阻来增加转速，此时，励磁电流变小，从而使磁通变小、速度增加。

相反，在电枢绕组和励磁绕组上串联一个电阻会使速度变小。这是因为电阻和励磁绕组上的电压降 IR 使电枢供给电压下降，所以转速下降。

典型的转矩-速度和转矩-电流关系图如图 5-11 所示。它们和图 5-8b 中的并励电动机的特性差别很大。

例 5-5 一台 15hp、240V、1780r/min 的直流串励电动机额定满载电流为 54A。它的运行特性曲线如图 5-11 所示。

计算：a. 当负载转矩为 24N·m 时电动机的电流和转速；

b. 在上述条件下的效率。

解 a. 首先确定电动机的功率基值、速度基值和电流基值，它们与满载功率的对应关系如下：

$$P_B = 15\text{hp} = 15 \times 746 = 11\,190\text{W}$$
$$n_B = 1780\text{r/min}$$
$$I_B = 54\text{A}$$

转矩基值为：

$$T_B = \frac{9.55P_B}{n_B} = 9.55 \times 11\,190/1780 = 60\text{N}\cdot\text{m}$$

24N·m 对应的每单位转矩为：

$$T(\text{pu}) = 24/60 = 0.4$$

对照图 5-11，0.4pu 的转矩对应的转速为 1.4pu。所以实际转速为：

$$n = n(\text{pu}) \times n_B = 1.4 \times 1780 = 2492\text{r/min}$$

从 T-I 曲线中得出 0.4pu 的转矩需要 0.6pu 的电流。所以实际电流为：

$$I = I(\text{pu}) \times I_B = 0.6 \times 54 = 32.4\text{A}$$

b. 计算效率时，应先知道

$$P_i = EI = 240 \times 32.4 = 7776\text{W}$$
$$P_o = nT/9.55 = 2492 \times 24/9.55 = 6263\text{W}$$
$$\eta = P_o/P_i = 6263/7776 = 0.805 \text{ 或 } 80.5\%$$

◀

5.10 串励电动机的应用

串励电动机一般应用在需要大起动转矩的场合，此外还用于驱动高速低载的设备。因为串励电动机在低转速时的转矩非常大，所以加速非常快，特别适合以牵引为用途，比如电力机车。另外，当机车从平地高速运行转为上坡时将自动减速，串励电动机的功率几乎不变，因为大转矩伴随着低转速，反之亦然。串励电动机也会应用在起重机和吊车上，负载轻时升得快，负载大时升得慢。

5.11　复励电动机

一台复励直流电动机包含串励绕组和并励绕组，在积复励电动机中，两个磁场的磁动势（mmf）相加。并励绕组磁场总是比串励绕组磁场强。

图 5-12 为复励电动机的连接示意图。当电动机空载运行时，串联绕组中的电枢电流 I 非常小，串励绕组的磁动势可忽略，由电流 I_x 产生并励磁场，所以电动机相当于一台并励电机，空载时不会失控。

当负载增加时，串励绕组的磁动势增加，并励绕组的磁动势保持不变，因此总的磁动势要比空载时大。电动机的转速随着负载的增加而降低，速度从空载到满载变化 10%～30%。

假如串励绕组的磁场和并励绕组的磁场相反，该电机称为差复励电动机。差复励电动机的总磁动势随着负载增加而减小，转速随负载增加而增大，这会导致不稳定。差复励电动机应用很少。

图 5-13 为用标幺值表示的并励、复励、串励电动机的典型转矩-转速曲线。图 5-14 为直流电动机在轧钢厂中的应用。

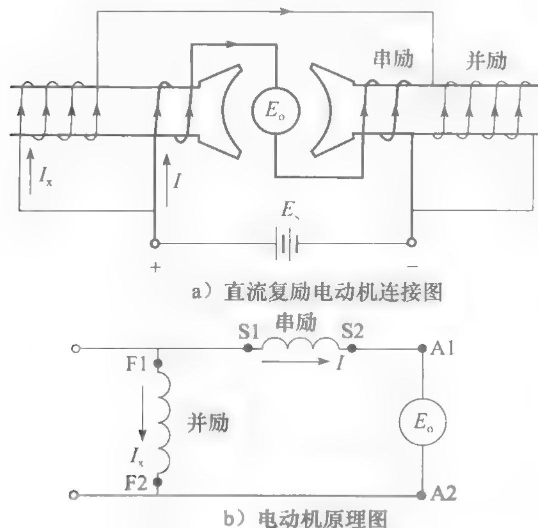


图 5-12　直流复励电动机

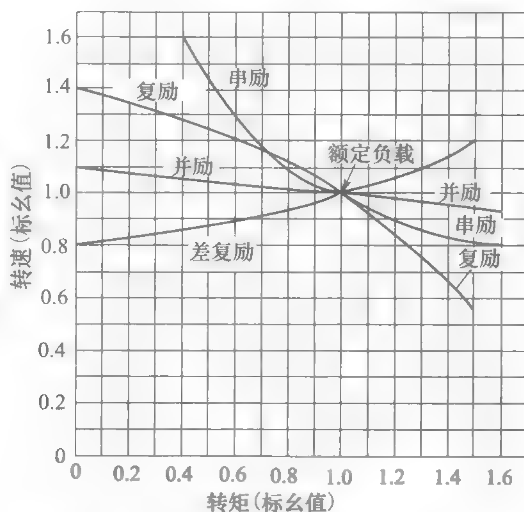


图 5-13　各类直流电动机的典型速度-转矩曲线

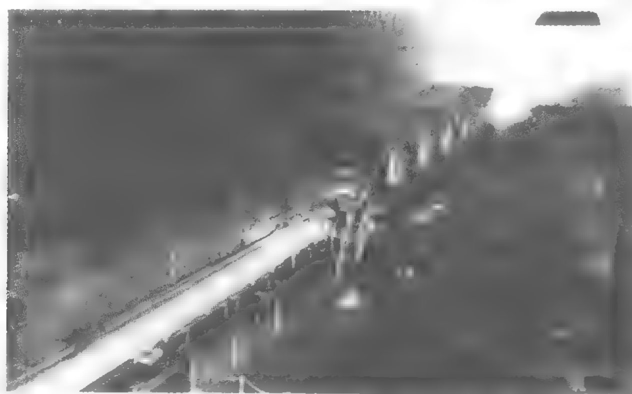


图 5-14　6 机架（各由 2500kW 直流电动机驱动）带钢热连轧机，宽带钢在由 161 台容量为 3kW 直流电动机驱动的输送轨道上传输

（图片由 General Electric 提供）

5.12 改变旋转方向

为了使直流电动机的旋转方向反向，可以使电枢连接端口，或并励及串励绕组连接端反向。而换向极可作为电枢的一部分。连接的改变如图 5-15 所示。

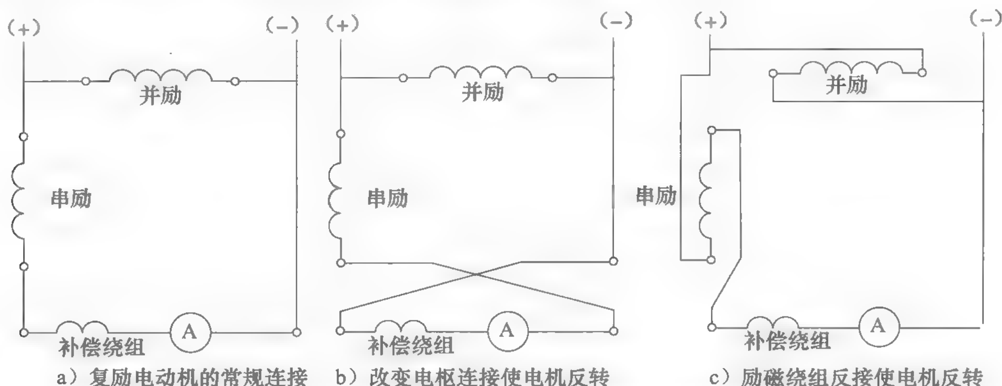


图 5-15 复励电动机的常规连接及反转连接

5.13 并励电动机的起动

假如给一个静止的并励电动机通上全压，那么电枢上的起动电流将非常大，这将有以下危险：

- 电枢烧毁；
- 产生严重的电火花，损坏电刷和换向器；
- 电线过载；
- 因为机械振动损坏转轴；
- 因为瞬间的机械冲击损坏驱动的设备。

对于所有的直流电动机，必须有个方法把起动电流限制到临界值以下，临界值一般介于满载电流的 1.5～2 倍之间。有一个方法是在电枢绕组上串联一个变阻器，当电动机加速时逐步减小变阻器的值，当电机加速完成时变阻器减为 0。

现在，经常采用电子方案来限制起动电流和提供速度控制。

5.14 触点式起动器

图 5-16 为并励电动机的手动触点式起动器的示意图。铜制触点连接到限流电阻 R_1、R_2、R_3、R_4 上。通过绝缘手柄 2 把导电杆 1 往右拉，导电杆依次在触头上扫过。如图 5-16 中位置所示，导电杆与触点 M 连接（死区），电动机电路处于开路状态。当把手柄往右拉时，导电桥将首先接触触点 N。

电源电压 E_s 立刻使励磁电流 I_x 处于最大值，而电枢电流 I 却被起动器里的 4 个电阻限制。电动机开始转动，随着反电动势 E_o 的建立，电枢电流逐步下降。当电动机转速不再上升时，将导电杆拉到下一个触头，也就是将电阻 R_1 从电枢电路中移除，电流立刻跳到一个更大值，电动机加速到下一个更高值，当速度稳定后再移到下一个触点，以此类推，直到导电杆碰到最后一个触点，这时由于小电磁铁 4 的作用，导电杆的位置保持不变，电磁铁绕组和并励绕组串联。

假如电源电压突然中断，或者磁场激励突然被切断，那么电磁铁释放导电杆，使它在弹簧 3 的作用下回到死区。当电源电压突然再度恢复时，这种安全特征能有效阻止电动机发生意外起动。

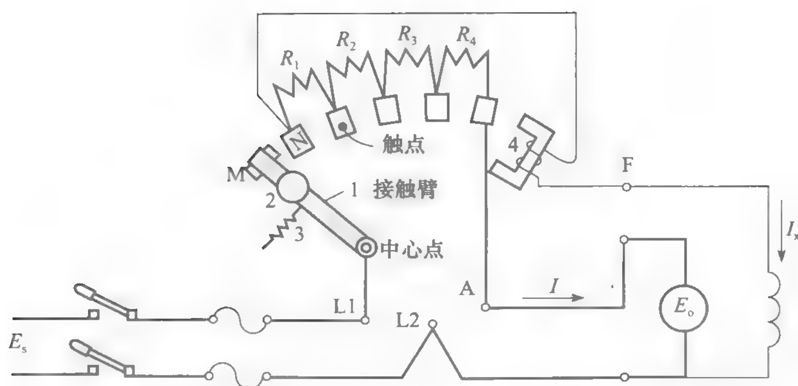


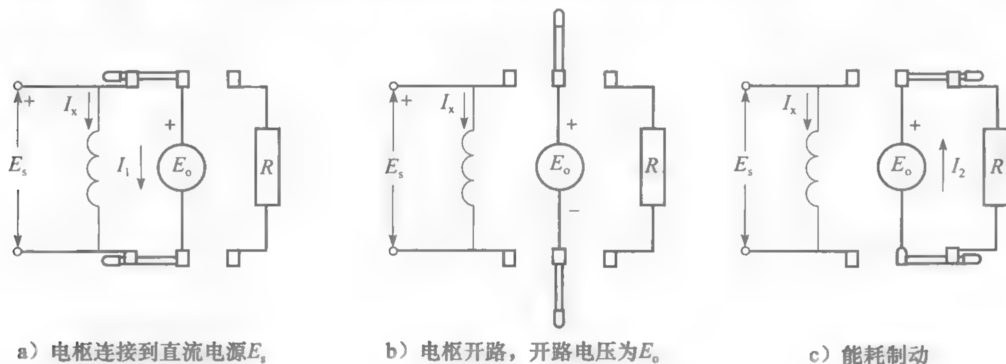
图 5-16 并励电动机的手动触点式起动器

5.15 电动机制动

有人认为制动直流电动机是一个简单、不重要的操作。事实上，这种观点是错误的。当一台大型电机带动一个很大的惯性负载时，让系统停止会花上一个小时或更多的时间。如此漫长的减速时间通常是无法接受的。在某些场合，必须利用制动转矩来确保快速制动。可利用机械摩擦力让电动机刹车，这和汽车刹车的原理相同。也可用一个更好的方法，就是通过电枢中流反向电流来电制动。电磁制动可分为：能耗制动和反接制动。

5.16 能耗制动

假设并励电动机的励磁绕组直接和电源 E_s 相连，电枢绕组通过一个双掷开关连接到相同的电源上，通过开关可将电枢连到电源上或外接电阻上（见图 5-17）。



a）电枢连接到直流电源E_s　b）电枢开路，开路电压为E_o　c）能耗制动

图 5-17 能耗制动示意图

当电动机正常运行时，电枢电流 I_1 的方向和反电动势 E_o 的极性如图 5-17a 所示。忽略电枢上的压降 IR，E_o 和 E_s 相等。

假如突然把开关打开（见图 5-17b），电动机继续旋转，但是由于摩擦和风阻，速度将逐步下降。另外，并励磁场仍存在，仍产生感应电压 E_o，并且和速度成比例下降。从本质上讲，这时电动机成为一台电枢开路的发电机。

如果把开关打到另一个位置，那么电枢就突然接到一个电阻上（见图 5-17c），反电动势 E_o 会立刻产生电枢电流 I_2，而此电流和原始电流 I_1 的流动方向相反。该电流产生反向的转矩，转矩的值由 I_2 决定。反向的转矩带来快速且平稳的制动。

实际上，可选择合适的电阻 R 使得初始制动电流为额定电流的两倍，这样初始制动转矩为电动机额定制动转矩的两倍。

随着电动机慢慢减速，随着 E_o 的逐步减小，I_2 也相应减小，结果是制动转矩变得越来越小，当转子停止转动时转矩变为0。转速开始降得很快，然后越来越慢，最后停止。速度呈指数形式下降，就像放电的电容上的电压曲线。结果，在相等的时间区间 T_o 内，速度降到原来的一半。为了说明能耗制动非常有用，图5-18比较了电动机采用能耗制动和自然制动的区别。

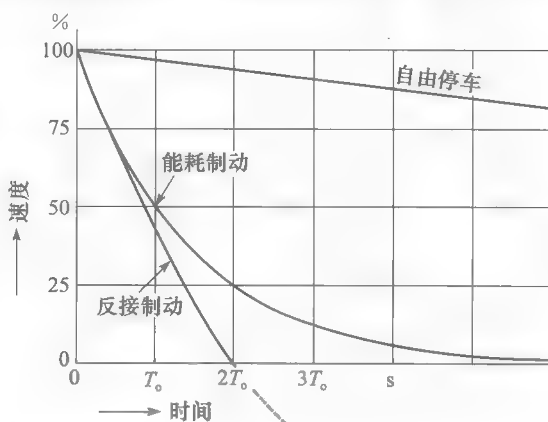


图 5-18 各种制动方法的速度-时间曲线

5.17 反接制动

利用反接制动可更快地制动电动机。反接制动是通过反接电源端，使电枢电流反向来实现制动的（见图5-19a)。

在正常状态下电枢电流 I_1 的表达式为：

$$I_1 = (E_s - E_o)/R_o$$

式中，R_o 代表电枢电阻。假如我们突然把电源两端反向，那么加在电枢电路两端的电压变为（E_s+E_o），所谓的反电动势 E_o 也不再与电源电压 E_s 相反，实际上与 E_s 相加。这个电压将带来非常巨大的反向电流，可能是满载工作电流的50倍。这个电流甚至会在电路保护器断开之前在换向器上产生电弧，损坏电刷、换向片和支架。

为了防止上述情况发生，必须在回路中串联电阻 R 来达到限制反向电流的目的（见图5-19b)。和能耗制动一样，设计电阻使得初始制动电流 I_2 为满载电流的两倍。从反接制动的电路可以看出，反向转矩在转子停转时也存在。速度为0时，$E_o=0$，$I_2=E_s/R$，电流为初始值的一半。当转动停止时，应立即切断电枢电流，否则电动机会反向旋转。电路的断开通常是由一个安装在电机轴上的零速度测量设备来控制。

图5-18比较了在初始制动电流相同时的能耗制动和反接制动的区别。注意，反接制动的电动机在 $2T_o$ 时间内完全停止转动，同样条件下利用能耗制动，相同时间内转速为初始值的25%。然而，由于能耗制动相对简易，所以应用更广泛。

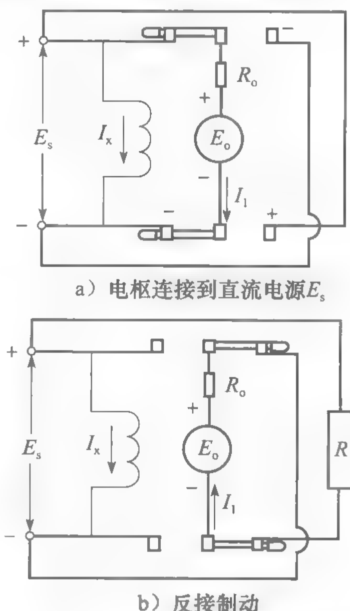


图 5-19 电枢用于实现反接制动

5.18 能耗制动和机械时间常数

前面提到过当直流电动机能耗制动时，速度随时间的变化呈指数形式。就像电容对电阻放电存在一个时间常数，也可以认为有一个机械时间常数。

从本质上讲，T 表示当速度下降到初始值的36.8%的时间。如果定义一个新的时间常数 T_o 为速度降到初始值的50%的时间，这样绘制速度-时间曲线就更简单了。传统的时间常数和半时间常数呈线性关系，关系式为：

$$T_o = 0.693T \tag{5.8}$$

可以证明机械时间常数由以下式子决定：

$$T_0 = \frac{Jn_1^2}{131.5P_1} \tag{5.9}$$

式中，T_0 是电动机速度降到原来一半所用的时间（s）；J 是旋转部分的转动惯量（$kg \cdot m^2$）；n_1 是制动开始时电动机的初始转速（r/min）；P_1 是电动机制动时的初始功率（W）；131.5 是常数［实际值$=(30/\pi^2)/\ln2$］；0.693 是常数［实际值$=\ln2$］。

上面的等式基于一个假设：制动作用完全是因为在电阻上消耗能量。大多数情况下，电动机还受到空气阻力、摩擦力作用，所以实际制动时间要比式（5.9）所给的时间短。

例 5-6　一台 225kW(≈300hp)、250V、1280r/min 的直流电动机，风阻损耗、摩擦损耗、铁耗共计 8kW。该电机驱动一个惯性飞轮，飞轮与转子总的转动惯量为177$kg \cdot m^2$。电动机连接到一个 210V 的电源电压上，以 1280r/min 的速度运行，将电枢绕组切换到 0.2Ω 的制动电阻。

计算：a. 制动系统的机械时间常数 T_0；

b. 电动机速度下降到 20r/min 所需的时间；

c. 假如制动力仅仅来自风阻损耗、摩擦损耗、铁耗，那么速度降到 20r/min 所需时间。

解　a. 电枢端电压为 210V 时，转速为 1280r/min。

当电枢绕组通过开关和制动电阻相连时，电枢上的感应电势仍然接近 210V。所以电动机给制动电阻提供的初始功率：

$$P_1 = E^2/R = 210^2/0.2 = 220\,500\text{W}$$

时间常数 T_0 为：

$$T_0 = Jn_1^2/(131.5P_1) = \frac{177 \times 1280^2}{131.5 \times 220\,500} = 10\text{s} \tag{5.9}$$

b. 电动机转速每 10 秒下降 50%，速度-时间曲线可以由以下数据得出

速度（r/min）	时间（s）
1280	0
640	10
320	20
160	30
80	40
40	50
20	60

经过 60s 后，电动机的转速下降到 20r/min。

c. 初始的风阻损耗、摩擦损耗、铁耗为 8kW，这些损耗随转速变化而变化的方式和制动电阻不相同。然而，两者还是具有可比性，可估计制动时间。

已知

$$n_1 = 1280 \quad P_1 = 8000$$

新的时间常数为

$$T_0 = Jn_1^2/(131.5P_1) = (177 \times 1280^2)/(131.5 \times 8000) = 276\text{s} = 4.6\text{min}$$

制动时间的增长和时间常数的变化成正比，所以达到 20r/min 的时间大约为：

$$t = (276/10) \times 60 = 1656\text{s} = 28\text{min}$$

这个制动时间比能耗制动大了 28 倍。◀

理论上，能耗制动的电动机不会完全停止转动。实际上，我们假设电机在 $5T_0$ 的时间内停止转动。

如果电动机采用反接制动，那么制动时间有个确定值：

$$t_s = 2T_0 \tag{5.10}$$

式中，t_s 是利用反接制动的制动时间（s）；T_0 是式（5.9）所定义的时间常数（s）。

例 5-7 如果对例 5-6 中的电动机进行反接制动，制动电阻增加到 0.4Ω，则初始制动电流和原先的一样。

计算：a. 初始制动电流和制动功率；

b. 制动时间。

解 电阻上的电压为：

$$E = E_o + E_s = 210 + 210 = 420\text{V}$$

初始制动电流：

$$I_1 = E/R = 420/0.4 = 1050\text{A}$$

初始制动功率：

$$P_1 = E_o I_1 = 210 \times 1050 = 220.5\text{kW}$$

根据式（5.9），T_o 的值保持不变

$$T_o = 10\text{s}$$

完全停止所用的时间为：

$$t_s = 2T_o = 20\text{s}$$

◀

5.19 电枢反应

到目前为止，我们都假设在电动机中磁动势只来源于励磁绕组。然而，电流在电枢绕组中流动也会产生磁动势，它会使来自磁极的磁通畸变并减弱，这种情况不仅发生在发电机中，还发生在电动机中。电枢磁动势对磁场的影响称为电枢反应。

5.20 电枢反应产生的磁通畸变

当电动机空载运行时，电枢上的电流非常小，以致对来自磁极的磁通 Φ_1 的影响非常小（见图 5-20）。但是当电枢通上正常大小的电流时，它将产生很大的磁动势。如果该磁动势单独作用，它将产生磁通 Φ_2（见图 5-21）。如果把磁通 Φ_2 和磁通 Φ_1 叠加，就可得到磁通 Φ_3（见图 5-22）。在本例中，左半极下的磁通密度增加，右半极下的磁通密度减小，磁通的畸变将带来以下影响：1）中性线移向左侧（与电机转动方向相反），这将引起出现电刷火花，使换向恶劣；2）由于极尖 A 处的磁通密度高，出现饱和，因此，在极左侧增加的磁通少于极右侧减少的磁通，满载时的磁通 Φ_3 比空载时的磁通 Φ_1 要小。对于大容量电机，磁通可能下降 10%，这可能导致负载运行时转速增加，从而导致不稳定，为了解决这个问题，有时增加一至两匝的串励磁场来增加负载运行时的磁通。

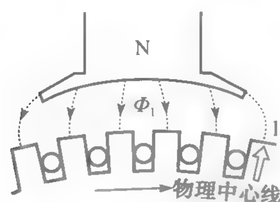


图 5-20 空载时电动机的磁通分布

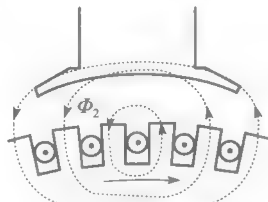


图 5-21 满载运行时电枢电流产生的磁通

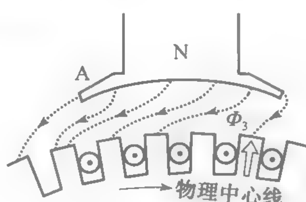


图 5-22 电动机满载运行时的最终磁通分布

5.21 换向极

为了减小电枢反应的影响并改善换向，通常在大中型直流电动机的主磁极之间放置换向极（见图 5-23）。在直流发电机的例子中，这些狭窄的磁极产生和电枢磁动势大小相同、方向相反的磁动势，这两种磁动势随负载变化同时增大或减小。实际上，换向极产生的磁

动势要比电枢产生的大一点，因此换向极区域仍存在少量磁通，该磁通使正在换向的线圈产生与4.28节提到的自感电势大小相同、方向相反的电势。因此，换向过程和4.27节描述的基本一致，效果得到极大改善。

在换向极覆盖的狭窄换向区域里，电枢磁动势被抵消。但主磁极下的磁通仍然是畸变的，这对于驱动普通负载的电动机而言是没问题的，但是在一些特殊场合就必须添加补偿绕组，下面对其进行分析。

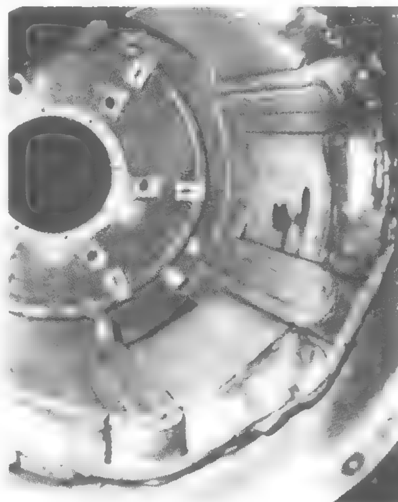


图5-23 在一台6极电动机中，换向极放置在主极之间

5.22 补偿绕组

一些100kW～10MW（134～13 400hp）的直流电动机应用在轧钢厂来完成一系列快速、重载运行。它们通常在大约几秒内完成加速、减速、停止、反向，相应的电枢电流以阶梯状增大、减小、反向，这使得电枢反应变化非常突然。

对于这样的直流电动机，换向极和串联的稳定绕组并不能充分抵消电枢磁动势。在这样的瞬态条件下，转矩和速度控制非常困难，并且换向器上会产生电火花。为了消除这个问题，在电枢回路上串联特别补偿绕组。通常主磁极的极面上开一些槽，而补偿绕组就分布在里面（见图5-24）。与换向极一样，这些绕组产生的磁动势和电枢产生的大小相同、方向相反。然而，因为这些绕组分布在极面，电枢磁动势是分布式变化的，这种情况消除了图5-22中的磁场畸变。有了补偿绕组，磁场分布从空载到满载几乎保持不变，保持了图5-20所示的形状。

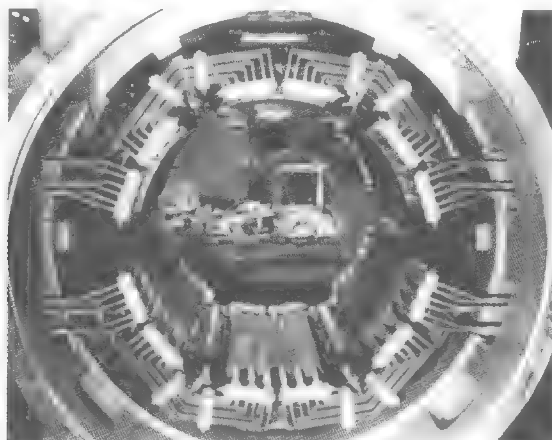


图5-24 一台6极直流电动机，主极上分布有补偿绕组，并有6个换向极
（图片由General Electric Company提供）

补偿绕组的加入对直流电动机的设计和性能有着深远的影响。

1. 可以采用更短的气隙，因为我们不用再担心电枢的去磁作用。更短的气隙意味着并励磁场强度可以减弱，因此线圈可以更小。

2. 有4或5个因素使电枢回路的电感减小，因此电枢的电流能变得更快，电动机响应更好。这在大型电机中更明显。

3. 装备有补偿绕组的电动机能够轻易地获得3～4倍于额定转矩的转矩。没有补偿绕组的电动机在电枢电流非常大时，峰值转矩也很小。这是因为电枢反应使气隙中的有效磁

通随电流的增长下降非常迅速。

可得出结论：补偿绕组对工作状况变化剧烈的大型电动机至关重要。

5.23 调速基础

直流电动机最重要的输出就是速度和转矩。当速度从零增加到额定转速以上时，得出转速和转矩的极限非常重要。这样，电枢电流、电枢电压和磁通都不会超出额定值。

在分析中，可假设有一台理想的他励直流电动机，电枢电阻可忽略（见图 5-25）。电枢电压 E_a、电枢电流 I_a、磁通 Φ_f、励磁电流 I_f 和转速 n 都用标幺值来表示。因此，假如额定电枢电压 E_a 为 240V，额定电枢电流 I_a 为 600A，那么它们都可以用单位值 1 来表示。同理，额定磁通 Φ_f 为 1 单位值。使用标幺值方法的好处是使转矩-速度曲线通用性更广。

所以，单位转矩 T 等于单位磁通 Φ_f 乘以单位电枢电流 I_a

$$T = \Phi_f I_a \tag{5.11}$$

同样，单位电枢电压 E_a 等于单位速度 n 乘以单位磁通 Φ_f

$$E_a = n\Phi_f \tag{5.12}$$

转矩-速度曲线（见图 5-26）的逻辑起始点定义为当电动机达到额定转矩（$T=1$）、额定转速（$n=1$）时。额定转速也称为基速。

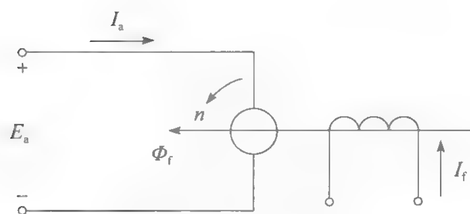


图 5-25 标幺值电路图

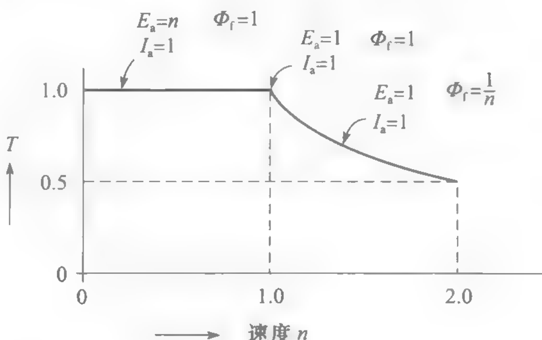


图 5-26 转矩-速度曲线

为了在基速以下减速，可保持 I_a 和 Φ_f 在单位值 1 不变，并逐步把电枢电压减到 0。应用式（5.11），相应的单位转矩 $T=1\times1=1$。另外，根据式（5.12），单位电压 $E_a=n\times1=n$。

由图 5-27、图 5-28 给出了在电动机恒转矩控制阶段 E_a、I_a、Φ_f 的变化曲线。

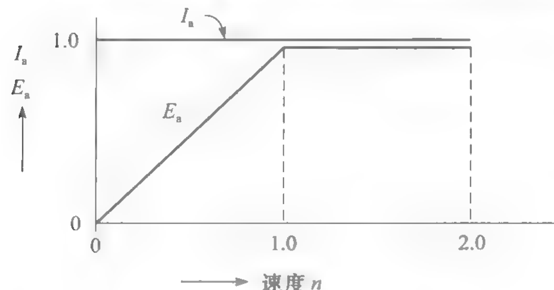


图 5-27 E_a、I_a 的变化曲线

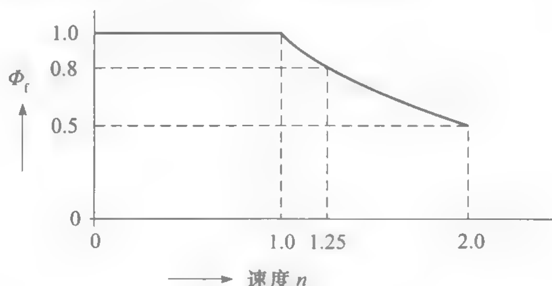


图 5-28 Φ_f 的变化曲线

当速度上升至基速后，如欲继续增加转速，由于电枢电压已经达到额定值 1，不能再增加，只能在保持 E_a 为额定值 1 不变并减小磁通来实现。参考式（5.12），这意味着 $n\Phi_f=1$，$\Phi_f=1/n$，所以，在基速以上，单位磁通等于单位速度的倒数。在此区间，电枢电流能够保持在额定值 1 不变。回顾式（5.11），可得出 $T=\Phi_f I_a=(1/n\times1)=1/n$。所以

在基速以上，单位转矩与单位速度成反比。在这个阶段，很显然单位电枢电流和电枢电压均为 1，电动机的输入功率为 1。假设有一个理想的电机，那么单位输出机械功率也等于 1，且和额定功率相等。因此，基速以上调速称为恒功率调速。

得出的结论是：理想的直流并励电动机能运行在图 5-26 所描述的转矩-转速曲线的任何地方。

实际上，转矩-转速曲线可能和图 5-26 所示的有所不同。曲线表明有个速度上限 2，但是通过相应地减小磁通，有些电机的极限可以为 3，甚至 4。然而，当转速上升到基速以上时，会产生换向问题，离心力也会变得非常危险。当电动机运行在基速以下时，通风效果变差，温度有可能超过额定值。因此，电枢电流必须减小，这也会减小转矩。最终速度变为 0，所有被动散热停止，甚至励磁电流必须减小以防并联励磁线圈过热。结果，允许的单位转矩仅仅为 0.25 单位值。最终的实际转矩-转速曲线如图 5-29 所示。

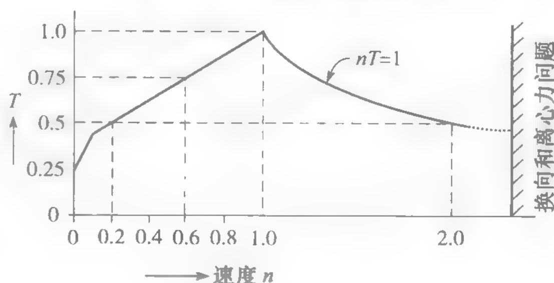


图 5-29 典型直流电动机的转矩-转速曲线

为了避免转矩随速度减小急剧下降，通常使用外置的风机来对电动机进行散热，无论电动机的转速为多少，它都产生固定流量的风。在此条件下，转矩-转速曲线接近图 5-26 所示曲线。

5.24 永磁电动机

并励电动机需要线圈和励磁电流来产生磁场，这会消耗能量，产生热量，磁极占据相对较大的空间，这些都是直流电动机的缺点。通过使用永磁体来代替励磁线圈，这些缺点都可以克服。这样，小型永磁电动机可获得更高的效率，并有不会因失磁而失控的优点。

由于永磁体的磁导率接近空气的磁导率，永磁电动机的另一个优点就是有效气隙长度可增加好多倍。这样，电枢磁动势不会产生只有采用软磁材料磁极时才能建立的强磁场，因此，永磁体产生的磁场不会畸变（见图 5-22）。所以电枢反应减弱，换向性能改善，同样电动机的过载能力增大。另外一个优点就是更长的气隙使电枢电感减小，所以当电枢电流改变时反应更快。

永磁电动机在容量小于 5hp 时非常有优势。磁体通常为陶瓷或稀土/钴合金。图 5-30 为一台 1.5hp、90V、2900r/min 的永磁直流电动机。它细长的电枢确保低的转动惯量和在伺服应用中的快速反应。

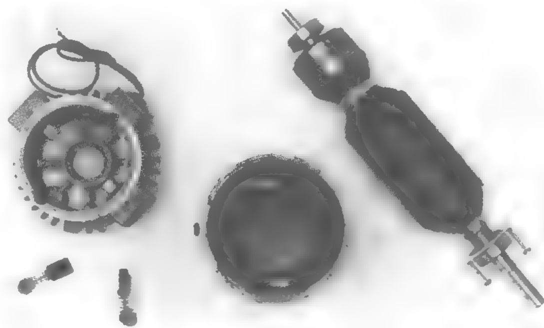


图 5-30 一台 1.5hp、90V、2900r/min、14.5A 的永磁直流电动机示意图
电枢直径：73mm；电枢长度：115mm；20 槽；换向片数：40；线圈匝数：5；叠绕组；电枢电阻（20℃）：0.34Ω
（图片由 Balder Electric Company 提供）

永磁电动机唯一的缺点就是磁体的成本相对较高，不能通过弱磁来得到较高的速度。

习题

初级

5-1 列出三种直流电动机的类型，并描述它们之间的关系。

5-2 解释什么是电动机中的发电机效应。

5-3 直流电动机中反电动势的大小和方向是由什么决定？

5-4 为什么电动机的反电动势总是比施加的电枢电压略小？

5-5 列出改变直流电动机速度的两种方法。

5-6 为什么并励电动机加速时，其电枢电流减小？

5-7 为什么需要起动电阻来使电动机达到一定速度？

5-8 写出改变复励电动机的旋转方向的一个方法。

5-9 一个 230V 的并励电动机，电枢额定电流为 60A，假如电枢电阻为 0.15Ω，计算：

a. 反电动势 [V]；

b. 电枢的输入功率 [W]；

c. 电动机的输出机械功率 [W] 和 [hp]。

5-10 a. 在习题 5-9 中，假如电动机直接和 230V 电源相连，计算起动电流；

b. 如果限制起动电流为 115A，计算需要的起动电阻大小。

中级

5-11 如图 5-12 所示的复励电动机，并励绕组有 1200 匝，串励绕组有 25 匝/每极。并励励磁绕组的总电阻为 115Ω，电枢的额定电流为 23A。假如把电动机接到 230V 的电源上，计算：a. 满载时每极磁动势；

b. 空载时的磁动势。

5-12 他励电动机的电枢接 115V 直流电源时的转速为 1200r/min，计算电动机转速分别为 1500r/min和 100r/min 时的电源电压。

5-13 一台并励直流电动机的参数为：额定功率 250hp，额定电压 230V，额定转速435r/min，额定电流 862A。

a. 计算满载时的总损耗和效率；

b. 假如并励励磁绕组引起了总损耗的 20%，计算并励励磁电流近似值；

c. 已知满载时 50%的损耗是由电枢电阻产生的，计算电枢电阻和反电动势；

d. 假如要得到 1100r/min 的速度，此时的励磁电流大约为多少？

5-14 如图 5-17 所示，对一个 120hp、240V、400r/min 的电动机进行能耗制动，如果额定电枢电流为 400A，计算：

a. 最大制动电流限制为额定电流的 125% 时，计算制动电阻 R；

b. 当电动机的转速分别下降到 200r/min、50r/min、0r/min 时的制动功率 [kW]。

5-15 a. 如果习题 5-14 中的电动机用图 5-19 所示的反接制动来停止，计算最大制动电流为 500A 时的制动电阻 R；

b. 当电动机的转速分别下降到 200r/min、50r/min、0r/min 时的制动功率 [kW]；

c. 比较 200r/min 时制动功率和电阻 R 上消耗的瞬时功率。

高级

5-16 一台 225kW、1200r/min 的电动机电枢直径为 559mm，长为 235mm。计算：

a. 转动惯量的大概值，已知铁的密度为 7900kg/m^3；

b. 当转速为 1200r/min 时，电枢的动能；

c. 假如绕组和换向器的 J 和 (a) 中计算的 J 相等，当转速为 600r/min 时，旋转部分的总动能。

5-17 假如把一台实际的并励电动机的励磁电流从正常值减小 50%，速度会上升，但不会加倍。解释原因（铁磁材料的饱和度在正常励磁以内）。

5-18 随着温度上升，串励电动机的转速下降，而并励电动机的转速上升。解释原因。

工程应用

5-19 装有钴-钐磁性材料的永磁电动机每上升 100℃磁性下降 3%。当周围温度为 22℃时，接在 150V 电源上的电动机空载转速为 2500r/min. 假如把电动机放在温度为 40℃的房间中，估计电动机的转速。

5-20 参考图 5-30，计算：

a. 电枢上的导体数；

b. 满载时反电动势的值；

c. 每极磁通，用 mWb 表示。

5-21 一台标准的 20hp、240V、1500r/min 的自冷却直流电动机效率为 88%。要求电动机能工作在 200～1500r/min 的范围内，且不会过热。这可通过安装外置风扇和导气管来进行冷却。当周围温度不超过 30℃，电机内的空气温度不能超过 35℃时，计算外置风扇容量，用每分钟立方英寸表示（提示：参照 3.21 节）。

5-22 一台 250hp、500V 的直流并励电动机，额定负载下额定励磁电流为 5A，励磁电阻为 90Ω。当励磁回路连到 500V 的电源上时，计算为使励磁电流降到 4.5A 所需串联电阻的值及其功率。

5-23 一台 5hp 的直流电动机，当励磁绕组连接到 150V 的电源上时励磁电流为 0.68A。另一台 500hp 的直流电动机，当励磁绕组连接到 300V 的电源上时励磁电流为 4.3A。分别计算每台电机励磁功率占额定功率的百分比。你能从这些结果中得到什么结论？

第6章

电机的效率和散热

6.0 引言

当电机把一种能量转化为另一种能量时，损耗总是存在。损耗发生在电机内部导致温度上升和效率下降。

从损耗来看，电机分成两种类型：有旋转部件的（电动机、发电机等）和没有旋转部件的（变压器、电抗器等）。旋转的电机将产生电气和机械损耗，而静止的电机只产生电气损耗。

这一章将分析直流电机中的损耗，但是这些损耗在运行于交变电流的其他电机中同样存在。研究功率损耗非常重要，因为它给出了如何减小损耗的线索。

这一章还包括温度上升和电气设备的使用寿命等重要的主题。而这两者都和使用的绝缘等级有关，而绝缘等级都是标准化的。

6.1 机械损耗

机械损耗主要由于轴承摩擦、电刷摩擦、风阻损失引起。摩擦损耗和电机的转速及轴承、电刷、换向器、集电环的设计均有关。风阻损耗和转速、冷却风扇的设计、旋转部分产生的气流有关。由于这些资料缺乏，通常需对电机进行测试得到机械损耗。

旋转电机通常由安装在轴顶上的风扇来冷却。风扇从周围吸入冷空气，经过绕组，再由通风孔排出。在一些恶劣的条件下，通常使用一些特殊的散热方法，如图6-1所示。

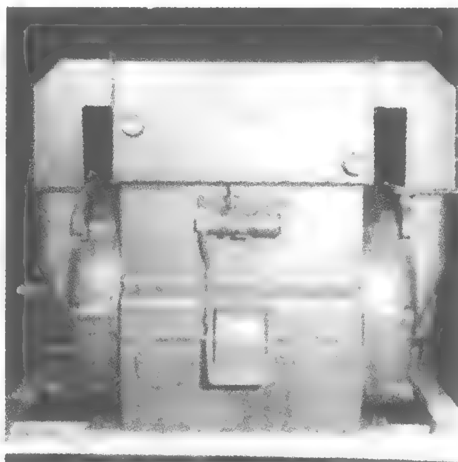


图6-1 使用在恶劣环境下的450kW，3600r/min水冷全封闭电动机。电机内部的热空气向上经过水冷散热器（安装在西屋公司的铭牌上方），将热量在水冷管中释放后，冷却下来的空气经过两根垂直管道再进入电机内部。冷却空气在闭合回路中运动，外部被污染的空气不会与电机绕组接触。斜对地安装在散热器上的圆形管分别为冷却水的进、出口

6.2 电气损耗

电气损耗由以下组成：

- 导体 I^2R 损耗（也称铜耗）
- 电刷损耗
- 铁耗

1. 导体损耗

导体的损耗由导体的电阻和导体上电流的平方决定。电阻由长度、横截面积、电阻率和导体温度决定。根据下面的等式可求出任意材料在任意温度时的电阻。

$$R=\rho\frac{L}{A} \tag{6.1}$$

$$\rho=\rho_0(1+\alpha t) \tag{6.2}$$

式中，R 是导体电阻（Ω）；L 是导体长度（m）；A 是导体的横截面积（m^2）；ρ 是在温度 t 时的电阻率（Ω·m）；ρ_0 是在温度0℃时的电阻率（Ω·m）；α 是在0℃时电阻的温度系数（1/℃）；t 是导体的温度（℃）。

不同材料的 ρ 和 α 的值在附录 AX2 列出。在直流电动机和发电机中，铜耗产生于电枢、串励励磁绕组、并励励磁绕组、换向极和补偿绕组。这些 I^2R 损耗主要以热量形式表现，这导致了导体温度上升至环境温度以上。

不使用等式 I^2R，有时偏爱使用导体材料每千克瓦特数的形式来表示损耗。损耗通过下式表示：

$$P_c = 1000J^2\rho/\zeta \tag{6.3}$$

式中，P_c 是单位导体的损耗功率（W/kg）；J 是电流密度（A/mm²）；ρ 是导体电阻系数（Ω·m）；ζ 是导体的密度（kg/m³）；1000 是定值，无量纲。

根据该式，单位质量损耗和电流密度的平方成正比。对于铜导体，通常使用的电流密度介于 1.5～6A/mm² 之间，相应的损耗介于 5～90W/kg 之间（见图 6-2）。更高的电流密度需要更高效的散热系统以防温度上升过多。

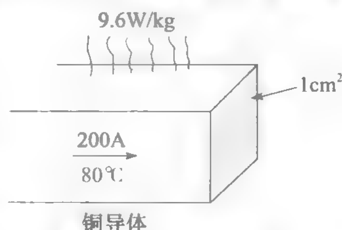


图 6-2　铜导体的损耗

2. 电刷损耗　电刷的 I^2R 损耗可以忽略，因为电流密度仅为 0.16A/mm²，这比铜材料的电流密度小。然而，电刷和换向器上的接触压降会产生很大的损耗。压降从 0.8V 到 1.3V 不等，这取决于电刷的种类、施加的压力和电刷电流（见图 6-3）。

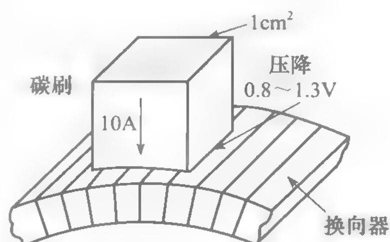


图 6-3　电刷损耗

3. 铁耗　铁耗产生于直流电机的电枢中。正如 2.27 节和 2.30 节所解释的，产生的原因是涡流电流和磁滞现象。铁耗大小取决于磁通密度、转子速度、钢的品质和电枢大小。它的典型范围是 0.5～20W/kg。电枢齿上的值可能更大，因为电枢齿上的磁通可能高达 1.7T。电枢铁心上的铁耗一般较低。对钢进行退火处理可以减小铁耗（见图 6-4）。



图 6-4　用来处理冲片的 150kW 电热炉。升温至 800℃ 的冲片正在离开电热炉，如此处理后可大大降低铁耗（图片由 General Electric 提供）

铁耗也会产生在极面上，这是由于连续的电枢齿和槽扫过极面产生磁脉动。铁耗在电枢上施加了一个机械拉力，产生的效果和机械摩擦一样。

例 6-1　一个直流电机的转速为 875r/min，电枢绕组的总重量为 40kg。电流密度为 5A/mm²，运行温度为 80℃。电枢上总的铁耗接近 1100W。计算

a. 铜耗；

b. 由铁耗产生的机械拉力 [N·m]。

解 a. 参照附录里的表 AX2，铜在 80℃的电阻率为

$$\rho = \rho_0(1+\alpha t) = 15.88(1+0.00427\times 80) = 21.3\text{n}\Omega\cdot\text{m}$$

铜的密度为 8890kg/m³，单位功率损耗

$$P_c = 1000J^2\rho/\zeta = 1000\times 5^2\times 21.3/8890 = 60\text{W/kg}$$

总的铜耗

$$P = 60\times 40 = 2400\text{W}$$

b. 由铁耗产生的制动转矩如下计算

$$P = nT/9.55$$

$$1100 = 875T/9.55$$

$$T = 12\text{N}\cdot\text{m 或 } 8.85\text{ft}\cdot\text{lbf}$$

◀

6.3 负载作用下的损耗

一台直流电动机空载运行时产生无用功。然而，它必须从电源吸收功率来维持旋转。这个空载功率克服了摩擦、风阻和铁耗，并给并励励磁绕组提供了铜耗。电枢绕组、串励励磁绕组、换向绕组的 I^2R 损耗可忽略，因为空载电流几乎不超过额定满载电流的 5%。

当我们给电机加负载时，电枢电路的电流增加。结果，电枢回路（由电枢绕组和其他与之串联的绕组共同组成）的 I^2R 损耗上升。另外，上面提到的空载损耗随负载增加基本保持不变，除非电机转速改变非常明显。由此可见，随负载增加总的损耗增加，因为它们转化成热量，所以随负载增加电机的温度逐渐上升。

然而，温度不能超过电机使用的绝缘材料的最大允许温度。所以，电机能够传递的功率有个限制，这个温度限制的功率使我们能确定电机的额定功率。电机的负载超出额定值会产生过热现象，并且绝缘性能加速恶化，最终不可避免地缩短电机寿命。

假如电机间断运行，且运行时间很短，那么它能超载很多而不会过热。因此，一个额定功率为 10kW 的电动机能够短时间内带动 12kW 的负载。当然，对于更大的负载，容量又被其他因素限制，通常是电气因素。比如，一个额定功率为 10kW 的发电机根本不可能输出 100kW 的功率，哪怕是 1ms。

6.4 效率曲线

电机的效率就是输出有用的输出功率 P_o 和输入功率 P_i 的比值（见 3.7 节）。另外，输入功率等于输出功率加上损耗 p。即

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}\times 100\% = \frac{P_o}{P_o+p}\times 100\% \tag{6.4}$$

式中，η 是效率（%）；P_o 是输出功率（W）；P_i 是输入功率（W）；p 是损耗（W）。

例 6-2 一台直流复励电动机额定值为 10kW、1150r/min、230V、50A。满载时损耗如下：

轴承摩擦损耗	=	40W
电刷摩擦损耗	=	50W
风阻损耗	=	200W
• 总的机械损耗	=	290W
• 铁耗	=	420W
• 并励励磁绕组的铜耗	=	120W

满载时的铜耗：

a. 电枢里， = 500W

b. 串励励磁绕组里， = 25W

c. 换向绕组里， = 70W

• 满载时电枢回路的总铜耗 = 595W

计算电机在空载和负载为额定转矩的25%、50%、100%、150%时的损耗和效率。画出效率随负载的变化曲线（忽略电刷接触压降造成的损耗）。

解 空载 空载时电枢回路的铜耗可忽略。结果，空载损耗等于机械损耗、铁耗、并励励磁损耗三者的总和：

$$空载损耗 = 290 + 420 + 120 = 830\text{W}$$

随负载变化这些损耗基本保持不变。空载时效率为0，因为电动机输出的有用功为0。

25%负载 当电动机的负载为额定值的25%时，电枢电流大约为满载值的25%（或1/4）。因为铜耗随电流的平方变化，所以得到：

$$电枢回路的铜耗 = (1/4)^2 \times 595 = 37\text{W}$$

$$空载损耗 = 830\text{W}$$

$$总损耗 = 37 + 830 = 867\text{W}$$

25%负载时电动机输出的有用功率：

$$P_o = 10\text{kW} \times (1/4) = 2500\text{W}(\approx 3.35\text{hp})$$

提供给电动机的功率：

$$P_i = 2500 + 867 = 3367\text{W}$$

效率为：

$$\eta = (P_o/P_i) \times 100\% = (2500/3367) \times 100\% = 74\%$$

同样的方法，我们得到负载为额定负载的50%、75%、100%、150%时的损耗。

50%负载时的损耗：

$$(1/2)^2 \times 595 + 830 = 979\text{W}$$

75%负载时的损耗：

$$(3/4)^2 \times 595 + 830 = 1165\text{W}$$

100%负载时的损耗：

$$595 + 830 = 1425\text{W}$$

150%负载时的损耗：

$$(1.5)^2 \times 595 + 830 = 2169\text{W}$$

不同负载时的效率计算值如表6-1，结果如图6-5。

表6-1 直流电动机的损耗和效率

负载（%）	总的损耗/W	输出功率/W	输入功率/W	效率（%）
0	830	0	830	0
25	867	2500	3367	74
50	979	5000	5980	83.6
75	1165	7500	8665	86.5
100	1425	10 000	11 425	87.5
150	2169	15 000	17 170	87.4

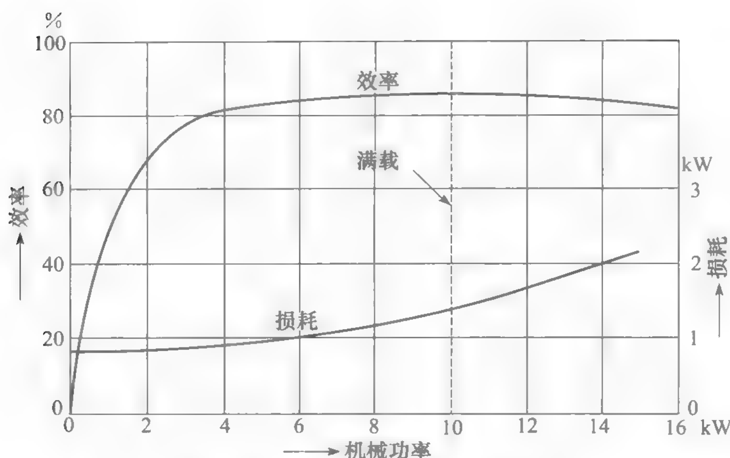


图 6-5　损耗-机械功率与效率-机械功率曲线，例 6-2 图

当施加负载并增加时，效率曲线迅速上升，随后在很大范围内几乎不变，最后开始缓慢下降。这是所有电动机的典型效率曲线，包括直流电动机和交流电动机。电动机设计者经常使满载时电动机的效率最大。

在上面的效率计算中，可将电刷压降造成的损失计算在内。假设它是一个固定的压降，每个电刷都为 0.8V，满载时的电刷损耗为 0.8V×50A×2 个电刷＝80W。50％负载时，电刷损耗为 40W。当这些损耗与其他损耗相加时，对效率曲线的影响非常小。

记住，轻载时任何电动机的效率都非常低，这是非常重要的。因此选择电动机来完成某特定项目时，应当使额定功率和需要驱动的负载大致相同。

可以证明，对任何电动机当电枢回路铜耗和空载损耗相同时，电动机的效率最大。在上面的例子中，最大点对应的总损耗为（830＋830）＝1660W，输出功率为 11 811W（15.8hp），效率为 87.68％。读者可核对这些结果。

6.5　温升

电机或设备的温升即为该电机或设备最热的外露部件与周围环境的温差。它可以简单地用两个温度计来测量，但在电机内部靠近热点处放置温度计非常不现实，这个方法很少用。通常采用更复杂的方法，这将在以下章节中介绍。

温度上升不仅和电机或设备的额定功率有直接的关系，还和使用寿命有直接的关系。因此，温升是一个非常重要的量。

6.6　电气设备的预期寿命

除了意外的电气和机械故障，电气设备的预期寿命受它的绝缘温度制约：温度越高，寿命越短。很多绝缘材料的测试表明温度每上升 10℃电气设备的使用寿命减半。这就意味着如果在 105℃一台电动机的预期寿命为 8 年，那么在 115℃时使用寿命仅为 4 年，在 125℃时寿命仅为 2 年，在 135℃时仅为 1 年。

导致绝缘老化的重要因素有热量、湿度、震动、酸度、氧化、时间（见图 6-6）。因为这些因素，绝缘状态逐步改变，并开始结晶，随着温度升高，这种转化发生得更快。

在结晶过程中，有机绝缘体变硬变脆。最终，轻微的震动或机械震动都可能导致它们损坏。在正常操作，且温度不超过 100℃的条件下，大多数绝缘体的预期寿命为 8～10 年。当然，有些合成材料承受得起 200℃的高温且寿命相同。

低温和高温一样也是有害的，因为绝缘体要冻结并破裂。特殊的有机合成材料已经开发出来，这些材料在－60℃时都能保持柔韧性。

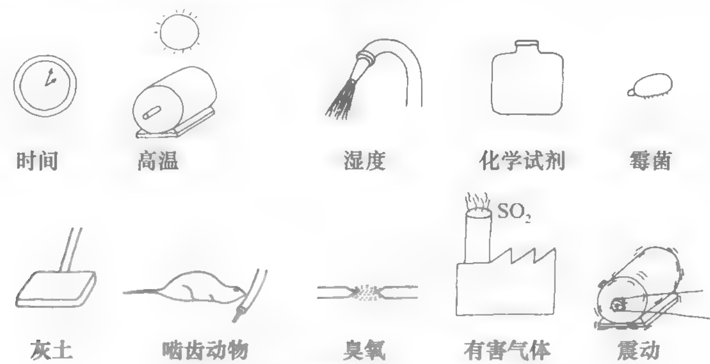


图 6-6 影响绝缘寿命的各种因素

6.7 绝缘体的耐热等级

设定标准[⊖]的委员会和组织根据承受热的能力把绝缘体分成 5 个等级。这些等级和最高温度相对应：105℃、130℃、155℃、180℃、220℃（以前也用 A、B、F、H 和 R 表示）。这个热等级（见表 6-2）是设计和制造电气设备的基础。

表 6-2 绝缘系统等级

等级	举例与定义
105℃ A	如棉花、丝类、纸等材料或混合材料适当地充满、覆盖、浸没在电介质液体中，电介质液体例如油。其他材料或混合材料如果经过测试在 105℃也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类
130℃ B	主要是由云母、石棉、玻璃丝经有机胶胶合而成的材料或化合物。其他材料或化合物如果经过测试在 130℃也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类
155℃ F	主要是由云母、石棉、玻璃丝经有机胶胶合而成的材料或化合物。其他材料或化合物如果经过测试在 155℃也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类
180℃ H	如硅酮弹性体、云母、石棉、玻璃丝等经有机胶胶合而成的材料或化合物，有机胶例如硅酮树脂。其他材料或化合物如果经过测试在 180℃也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类
200℃ N	材料或混合材料如果经过测试在 200℃也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类
220℃ R	材料或混合材料如果经过测试在 220℃也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类
240℃ S	材料或混合材料如果经过测试在 240℃也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类
240℃以上 C	完全由云母、瓷、玻璃、石英和类似的无机材料组成的材料。其他材料或混合材料如果经过测试在 240℃以上也有相似的热寿命，那么也可以归到这一类

注：以上的绝缘等级表明在规定温度下正常的预期寿命为 20 000～40 000h。这表明了一个绝缘等级为 A 的电气设备在 105℃下能持续工作 2～5 年。注意，这个分类事先假定不和腐蚀、潮湿、有灰尘的环境接触。

对绝缘等级、绝缘系统、温度含义的详细解释请参见 IEEE Std 1-1969 和 IEEE 标准 Nos. 96、97、98、99 和 101。还可参见 IEEE Std 117-1974 和 Underwriters Laboratories 关于绝缘系统 UL 1446、1978 的出版物。

6.8 最大环境温度和热点温升

标准机构还提出了一个最大环境温度，它通常是 40℃。这个标准温度基于以下原因提出。

⊖ 比如 IEEE、Under-writers Laboratories. Canadian Standard Association。

- 它使电气制造商可以预测电机可能遭遇的最坏环境温度条件。
- 它使电气制造商标准化电机的尺寸并提供性能保证。

电机的温度每一处都不相同，但总是存在一个最热的地方。这个热点的温度不能超过绝缘等级所规定的最大允许温度。

图 6-7 为绝缘等级 A、B、F 和 H 的热点温度限制（曲线 1），它们也就是 6.7 节提到的温度限制。最大环境温度是 40℃（见曲线 3）。曲线 1 和 3 之间的温度差就是每个绝缘等级的最大允许温升。这个限制的温升能够让制造商确定电机的物理尺寸，进一步投放市场。这样，对于绝缘等级 B，最大允许温升为（130－40）＝90℃。

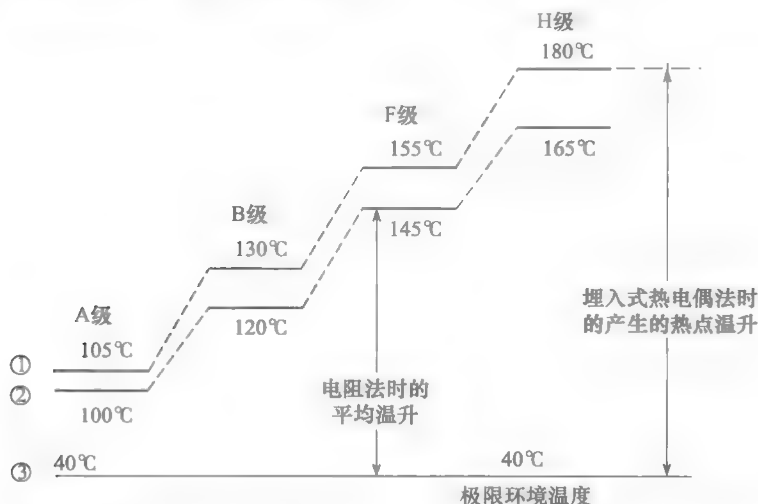


图 6-7　直流、交流电机根据绝缘等级而确定的典型限制线：①获得合理寿命时绝缘的最大允许温度；②使用电阻法时的最大允许温度；③极限环境温度

为了说明温升如何影响电机的尺寸，假设制造商使用绝缘等级 B 来制造一台 10kW 的电动机，为了测试电动机，把它放在环境温度为 40℃的地方，逐渐加上负载直至提供的机械功率为 10kW。特殊的温度探测器放置在电机内重要的位置，记录绕组的温度。在温度稳定后（这可能需要数小时的时间），记录最热的温度，这就叫做热点温度。假如热点温度记录下来为 147℃，那么制造商就不允许出售该产品。原因是温升（147℃－40℃）＝107℃超过了绝缘等级 B 所允许的最大温升 90℃。

另一方面，如果最热点的温度仅为 100℃，温升为（100℃－40℃＝60℃）。那么制造商会觉得能在温升允许范围内设计得更经济。例如，他们会减小导体尺寸直到热点温升接近 90℃，显然，这减轻了绕组的重量和成本。制造商会觉得在减小导体尺寸的同时可以减小槽的尺寸，这样能减少铁材料数量。因此最终制造商设计电机运行在允许温升内，并且物理尺寸尽可能小，成本尽可能低。

实际上，控制环境温度为 40℃时进行性能测试并不方便。通常电动机在更低的环境温度下加载至额定容量。因此，为方便测试，可设置一个标准的机体，其任何地方的环境温度都在 10～40℃之间。像以前一样，记录最热点的温度。假如在这些条件下温升小于或等于 90℃（B 类绝缘等级），制造商允许出售此产品。

例 6-3　一台 75kW 的电动机，绝缘等级为 F，周围环境温度为 32℃工作在满载条件下。假如热点温度为 125℃，那么这个电动机符合温度标准吗？

解　热点的温升为

$$(125℃ - 32℃) = 93℃$$

根据图 6-7，绝缘等级为 F 的允许热点温升为（155℃－40℃）＝115℃。电动机轻易地符合标准。制造商能够通过减小电动机的尺寸来得到更具竞争力的产品。◀

6.9 电阻法测温升

热点的温度非常难测量，因为必须到绕组内部去测量。这可以通过嵌入小型温度传感器（如热电偶或热敏电阻）完成。然而，这种直接测量热点温度的方法成本很高，只适用于大型电机。

为了简化，相关标准允许第二种方法来测量温升。这种方法基于绕组的平均温度，通过电阻测量，而不是测量热点温度。众多绝缘等级的最大允许绕组平均温度如图 6-7 曲线 2 所示。举个例子，对于绝缘等级 B，假设 120℃ 的绕组平均温度对应 130℃ 的热点温度。结果，平均温升（120℃－40℃）＝80℃对应热点平均温升（130℃－40℃）＝90℃。

绕组的平均温度通过电阻法来测量。方法包括在已知的绕组温度下测绕组电阻值，当电机变热时再测一次。举个例子，假如绕组由铜做成，可利用下式（从式（6.1）和式（6.2）推出）来算出平均温度：

$$t_2 = \frac{R_2}{R_1}(234 + t_1) - 234 \tag{6.5}$$

式中，t_2 是变热时绕组的平均温度（℃）；234 是一个固定值，等于 $1/\alpha - 0.004\,27$；R_2 是绕组的热电阻值（Ω）；R_1 是绕组的冷电阻值（Ω）；t_1 是绕组冷却时的温度（℃）。

通过电阻法得知热绕组的温度，减去环境温度能够立刻计算出对应的温升。假如温升在允许的范围内（绝缘等级 B 为 80℃），那么从标准的观点看，这个产品是可以接受的。注意，当利用电阻法进行性能测试时，环境温度必须在 10～40℃之间。假如绕组碰巧是铝线，式（6.3）能继续使用，但是数字 234 须改为 228。

例 6-4 一台直流电动机在周围温度为 19℃的地方闲置了很多天，它的并励励磁电阻为 22Ω。电动机工作在满载下，当温度稳定后测得励磁电阻为 30Ω。相对应的环境温度为 24℃。假如电动机的绝缘等级为 B，计算：

a. 满载时绕组的平均温度；

b. 利用电阻法计算满载温升；

c. 电动机是否符合温度标准。

解 a. 满载时并励绕组的平均温度为

$$t_2 = (R_2/R_1)(234 + t_1) - 234 = (30/22)(234 + 19) - 234 = 111℃$$

b. 满载时的平均温升为 111℃－24℃＝87℃

c. 利用电阻法时，绝缘等级 B 的最大允许温升为（120℃－40℃）＝80℃。因此，电动机不符合标准。在投放市场之前，或者降低额定功率，或者改进散热系统，或者把绕组的绝缘等级改为 F，最后还可以增加尺寸。◀

最后提醒一下：温升标准不仅依赖于绝缘等级，还和电气设备类型（电动机、变压器、继电器等）、结构类型（防滴、完全封闭等）、设备应用场合（商业、工业、军工等）有关。因此对具体的机器或设备（见图 6-10）进行热运行测试前，应该对相关的标准进行咨询。

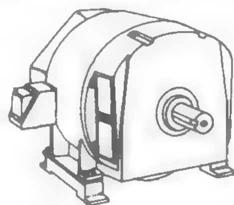


图 6-8 10kW、2000r/min 的发电机，重量：300kg

6.10 转速和电机尺寸之间的关系

虽然最大允许温升决定了电机的额定功率，但是电机的物理尺寸由功率和转速决定。

有一台 100kW、250V、2000r/min 的发电机，如图 6-8

所示。现要造一个功率和电压相同，运行速度为前者一半的发电机。

为了在半速的条件下产生相同的电压，可将电枢上的导体数量加倍，或者把每极磁通加倍。这样就要增加电枢的尺寸，或增加磁极的大小。实际上，可将两者都适当增加。从而得出以下结论：对于给定的输出功率时，低速电机的体积始终要比高速电机大（见图 6-9），这对直流、交流电机都适用。

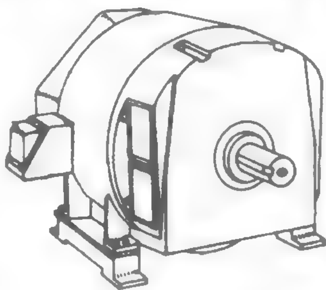


图 6-9 高速的电机

电机的尺寸基本上由转矩大小单独决定。因此，一台 100kW、2000r/min 的电动机和一台 10kW、200r/min 的电动机物理尺寸几乎相等，这是因为它们产生的转矩相等。

低速电动机要比相同功率的高速电动机更昂贵。因此，对于低速的负载，用一台高速电动机加一个变速齿轮箱要比直接配合负载使用大型低速电动机经济。



图 6-10 具有变速控制器及减速齿轮的 VARMECA 感应电动机安装在透明塑料罩内。整个装置正在水浇淋下运行，显示其具有在恶劣环境下工作的能力

（图片由 Emerson Eletric 公司某部门的 Leroy Somer 提供）

习题

初级

6-1 列举直流电动机中的损耗种类。

6-2 什么导致铁耗？如何减小？

6-3 解释为什么当负载增加时电机的温度会上升。

6-4 电机的额定功率是由什么决定的？

6-5 假如我们把电机的通风口堵上，那么输出功率必须下降，解释原因。

6-6 假如一台电动机运行在寒冷的环境，我们能把负载加到额定功率之上吗？为什么？

6-7 列举哪些原因导致有机绝缘体老化？

6-8 一台电动机按绝缘等级 F 制造。它能承受的最高热点温度？

中级

6-9 一台直流电动机连接到 240V 的电源上，产生的机械输出功率为 160hp。已知损耗为 12kW，计算输入功率和线电流。

6-10 一台 115V 的直流发电机输出 120A 的电流到负载。假如发电机的效率为 81%，计算驱动发电机所需的机械功率 [hp]。

6-11 计算一台 250hp、230V 的直流电动机效率为 92%时的满载电流。

6-12 一台绝缘等级为 B 的电机在 180℃ 的酷热环境温度下达到 208℃（通过电阻）。

a. 温升为多少？

b. 电机是否过热？如果过热，过热多少？

6-13 当电动机运行在额定功率的 10%左右时，它的效率是非常低的，解释原因。

6-14 当例 6-2 中的电动机输出功率为 1hp 时，计算它的效率。

6-15 一台电动机驱动料车升降机，每 30s 从 20m 深的沟渠中拉出 1.5t 的矿石。假如料车升降机的效率为 94%，计算电动机的输出功率，用千瓦和马力表示。

6-16 用热电偶来测量一台 1200kW、绝缘等级为 F 的交流电动机内部的热点绕组温度。在满载条件下，在环境温度分别为 40℃、30℃、

14℃下传感器测得的最高温度分别为多少?

6-17 一台60hp、绝缘等级为F的交流电动机在23℃时，绕组的电阻为12Ω。它在环境温度为31℃下满载运行，这时热绕组的电阻为17.4Ω。

a. 计算热绕组温度；

b. 计算电动机的温升；

c. 制造商能否增大铭牌上额定值？解释原因。

6-18 当环境温度为30℃时电动机的正常寿命为8年。把该电动机安装在环境温度为60℃的地方，那么该电动机可能的寿命是多少?

6-19 一根长为210m的No.10圆铜线承载12A的电流。已知导体的温度为105℃，计算：

a. 电流密度 [A/mm^2]；

b. 单位铜耗 [W/kg]。

高级

6-20 一根铝制导体电流密度为$2A/mm^2$。

a. 假如导体温度为120℃，计算单位铜耗 [W/kg]；

b. 用每安培圆密尔表示电流密度。

6-21 电动机的温升大致和它的损耗成正比。另外，负载在50%～150%额定功率之间时效率应该保持不变（参见图6-5）。基于以上事实，假如一台20kW的电动机的满载温升为80℃，那么在温升为105℃下它能输出多大的功率?

6-22 一个电磁铁（绝缘等级为A）放置在非常热的环境下，这时它的寿命为2年。假如绕组的绝缘等级为F，那么它的寿命又为多少?

6-23 假如通过电阻产生的绕组温度不超过120℃时，一台11kW、绝缘等级为B的交流电动机正常寿命为20 000h。假如电动机在200℃的温度（通过电阻产生）下运行3h，那么寿命将减小多少小时?

工业应用

6-24 一卷No.2/0单铜导体在25℃时电阻为0.135Ω。计算导体的大概重量。

6-25 附录AX3中的表列出了市场上有的铜导体属性。在电气安装中，推荐在运行温度高达70℃的地方使用No.4AWG导体。用式(6.2)计算一根27m长内有两根No.4AWG导体的线缆在以上条件下的电阻。

6-26 一台4极直流电动机的并励绕组在25℃时的电阻为56Ω。刮掉绝缘层发现裸露的铜导线的直径为0.04英寸。计算AWG线的尺寸，并计算每极下导线的重量，用千克表示。

6-27 国际电气规范组织允许No.6规格、类型为RW75的铜导线最大允许电流为65A。一根用于240V的直流电动机的420ft长的电缆承担48A的电流。假设最大的运行温度为70℃，计算：

a. 有两根导体的电缆的功率损失，用瓦特表示；

b. 假如电源板端的电压为243V，那么负载端的电压大致为多少?

6-28 在习题6-27中，假如在承载电流为60A时电压降不能超过10V，那么你推荐导体的最小尺寸为多少？假设最大的运行温度为70℃。

6-29 一条4英寸宽、1/4英寸厚、30英尺长的直流母线承载着2500A的电流。计算假如母线的温度为105℃时的压降，并计算每米的功率损失。

6-30 式(6.5)给出了铜导体的电阻与环境温度的关系，

$$t_2 = R_2/R_1(234 + t_1) - 234$$

利用附录AX2中的信息，推导对应铝制导线的公式。

6-31 一台1.5hp、两极、3000r/min的直流电动机的换向器的直径为63mm。计算圆周速度，分别用英尺每分钟和公里每小时表示。

6-32 以下是习题6-31中的电动机使用的电刷的信息。

电刷数：2

每个电刷的电流：15A

电刷大小：5/8英寸宽，5/16英寸厚，3/4英寸长（与换向器接触的面积为5/16英寸×5/8英寸）

电刷电阻：0.0016Ω

电刷压力：1.5lbf

电刷接触压降：1.2V

摩擦系数：0.2

计算以下各个问题：

a. 电刷本身的电阻？用欧姆表示。

b. 电刷本身的压降?

c. 电刷的总压降？包括接触压降。

d. 由于两个电刷产生的电功率损失（用瓦特表示）。

e. 电刷与换向器表面之间的摩擦力（用牛顿和lbf表示）。

f. 当换向器转一周时，两个电刷因摩擦损失的能量（用焦耳表示）。

g. 给定转速为3000r/min时摩擦导致的功率损失。

h. 对比一下总的电刷损耗和1.5hp电动机额定功率的1%。

第7章

有功功率、无功功率和视在功率

7.0 引言

有功功率、无功功率和视在功率的概念在电力技术中非常重要。事实上，用功率去理解电能的传输和交流电机的特性比用电压和电流简单得多。因此读者应重点关注这一章。

有功功率、无功功率和视在功率的概念应用于电压、电流呈正弦变化的稳态交流电路中，但不能应用于瞬态电路或直流电路中

本章先分析交流电路的瞬时功率，然后再对有功功率、无功功率进行定义并区分负载和电源，接着定义视在功率、功率因数、功率三角形，随后利用这些概念来求解交流电路，最后在交流电路中用矢量符号来表示有功功率、无功功率。

7.1 瞬时功率

提供给设备的瞬时功率就是瞬时端电压乘以流过它的瞬时电流。

对于不同的电路类型，瞬时功率通常都用瓦特来表示。瞬时功率可能为正，也可能为负。一个正的瞬时功率意味着功率流向设备，相反，负的值表示功率从设备流出。

例 7-1 峰值为 162V、频率为 60Hz 的正弦电压加在交流电动机上。其电流的幅值为 7.5A，并滞后电压 50°。

a. 用电角度 ϕ 的形式来表示电压和电流；

b. 当电角度为 120°时计算电压和电流的瞬时值；

c. 当电角度为 120°时计算瞬时功率；

d. 画出输送到电动机的瞬时功率的曲线。

解 a. 假设电压从 0 开始，随时间正向增大。可以写出：

$$e = E_m \sin\phi = 162\sin\phi$$

电流滞后电压 $\theta=50°$，于是可得：

$$i = I_m \sin(\phi - \theta) = 7.5\sin(\phi - 50°)$$

b. 当 $\phi=120°$时

$$e = 162\sin 120° = 162 \times 0.866 = 140.3\text{V}$$

$$i = 7.5\sin(120° - 50°) = 7.5\sin 70° = 7.5 \times 0.94 = 7.05\text{A}$$

c. 当 $\phi=120°$时瞬时功率为：

$$p = ei = 140.3 \times 7.05 = +989\text{W}$$

因为功率为正，所以这一时刻功率输入电动机

d. 为了得到瞬时功率的曲线，重复步骤 b、c，从 $\phi=0°$到 $\phi=360°$。表 7-1 列出了部分要用到的数据。◀

表 7-1 画图 7-1 所用到的 e、i、p

角度 ϕ/度	电压 162sin ϕ/伏	电流 7.5sin (ϕ−50°) /安培	功率 p/瓦
0	0	−5.75	0
25	68.5	−3.17	−218

（续）

角度 ϕ/度	电压 $162\sin\phi$/伏	电流 $7.5\sin(\phi-50°)$/安培	功率 p/瓦
50	124.1	0	0
75	156.5	3.17	497
115	146.8	6.8	1000
155	68.5	7.25	497
180	0	5.75	0
205	−68.5	3.17	−218
230	−124.1	0	0

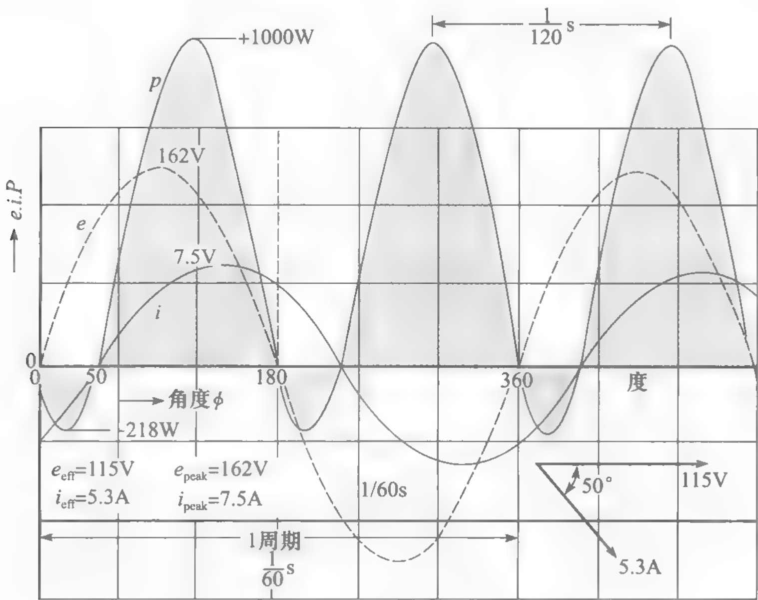


图 7-1　例 7-1 中的瞬态电压、电流与功率波形

瞬态电压、电流、功率如图 7-1 所示。功率正的峰值为 1000W，负的峰值为−218W。负的功率意味着功率从负载（电动机）流向电源，这种情况发生在 0°～50°、180°～230°、360°～410°之间。虽然功率从负载流向电源好像不太可能，但这种情况在交流电路中经常发生。理由将在以下章节中给出。

我们也注意到正的峰值每（1/120）s 出现一次，这意味着功率周期的频率为 120Hz，这是产生该功率的电压和电流频率的两倍。这种现象非常普遍：交流功率的频率经常是电源频率的两倍。

7.2　有功功率[⊖]

由电阻和发电机组成的简单的交流电路如图 7-2a 所示。电压和电流的有效值用 E 和 I 表示。在电阻电路中，E 和 I 的相位关系如图 7-2b 所示。假如在线路中接一个功率表（见图 7-3），那么读数为 $P=EI$ 瓦（见图 7-2c）。

⊖ 许多人把有功功率称为实际功率，认为后者更加具体。在本书中，使用有功功率，因为它符合 IEEE 的规定。

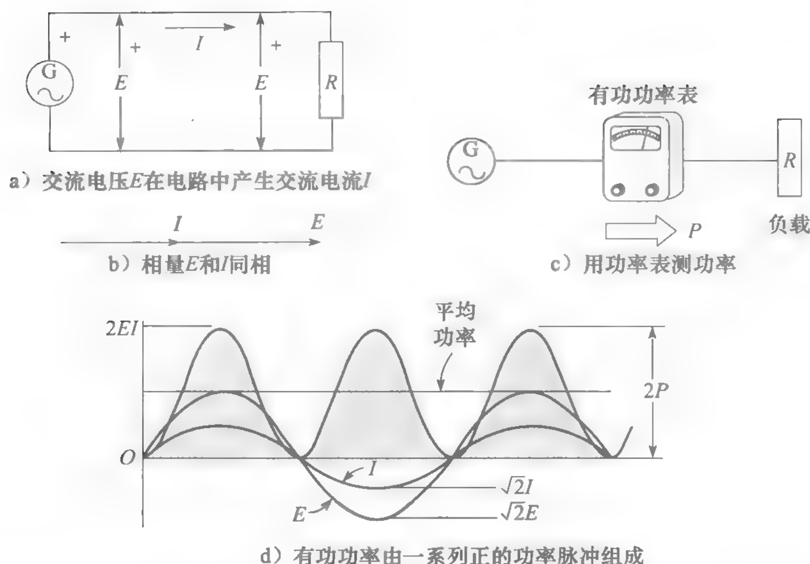


图 7-2 交流电路中的电压、电流和功率

为了更好地理解这个电路，在图 7-2d 中画出了 E 和 I 的正弦曲线。峰值分别为$\sqrt{2}E$伏和$\sqrt{2}I$安，这是因为 E 和 I 是有效值。如 7.1 节所述，通过电压和电流的瞬时值相乘，我们得到用瓦表示的瞬时功率值。

功率波形由一系列从 0 变化到最大值为$(\sqrt{2}E)\times(\sqrt{2}I)=2EI=2P$ 瓦的正脉冲组成。功率总是为正说明功率总是从发电机流向电阻。这就是有功功率的基本属性之一：虽然它在 0 与最大值之间跳动，但从不改变方向。功率流动方向如箭头 P 所示（见图 7-2c）。

很清楚，平均功率就是 0～$2P$ 之间的中间值，值为 $P=2EI/2=EI$ 瓦。这就是功率表显示出的精确值。

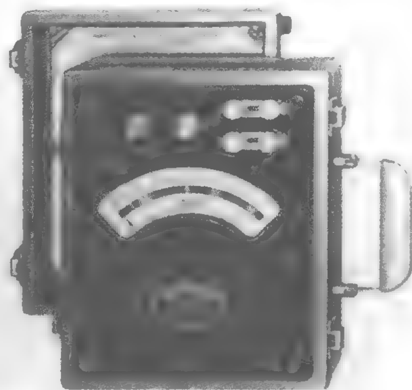


图 7-3 高精度功率表，额定值 50V、100V、200V；1A、5A。功率范围 0～50W，0～1000W
（图片由 Weston Instruments 提供）

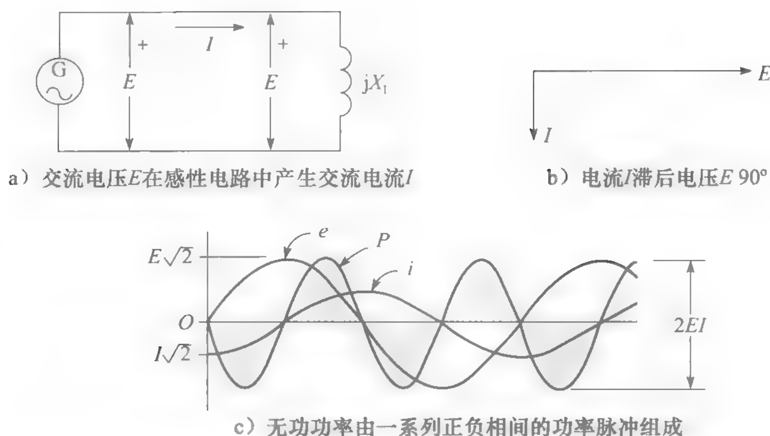
两根导体连接到电阻上传送有功功率。然而，和电流不同，功率不会从一根导体进另一根导体出，功率在两根导体上同时传递。因此，考虑功率时，可以把导体用一根线来代替，如图 7-2c 所示。总的来说，这根线表示两个设备间任何形式的传送，和导体的数目无关。

发电机是个有功电源，电阻是个有功负载。有功功率的标记是 P，单位是瓦（W）。常用的功率单位是千瓦（kW）和兆瓦（MW）。

7.3 无功功率

图 7-4a 的电路和图 7-2a 的电路相比，除了电阻被一个电抗器 X_L 取代外，其他都相同。于是电流 I 滞后于电压 E 90°（见图 7-4b）。

为了进一步了解电路，画出了 E 和 I 的波形，同样通过两者瞬时值的乘积，可得到瞬时功率的曲线（见图 7-4c）。这个功率 p 由一系列相同的正脉冲和负脉冲组成。正的波形对应从发电机传递到电抗器的瞬时功率，负的波形表示从电抗器传递到发电机的瞬时功率。每个波的持续时间与电源频率周期的 1/4 相等。因此，功率波的频率为电源频率的两倍。



a）交流电压E在感性电路中产生交流电流I

b）电流I滞后电压E 90°

c）无功功率由一系列正负相间的功率脉冲组成

图 7-4 交流电路的瞬时功率

这种以正、负向波动的功率叫做无功功率（记为 Q）。为了把它和前面提到的单向的有功功率区别开来，虽然图 7-4 的无功功率也用乘积 EI 表示，但其单位为乏（var），常用的无功功率单位有千乏（kvar）和兆乏（Mvar）。

特殊的设备（如无功功率表）用来测量电路中的无功功率（见图 7-5）。无功功率表显示线电压有效值 E、线电流有效值 I、$\sin\theta$（θ 为电压 E 和电流 I 之间的相位夹角）之间的乘积。只有当两者不同相位时才能得到读数。当两者相位相同（特别是相位夹角为 180°）时，读数为 0。

由图 7-4 可见，脉冲下阴影的区域表示能量向一个方向或另一个方向传输，能量单位为焦耳。很明显，能量以一系列连续的持续时间非常短的脉冲的形式传递，每个正的脉冲后跟着一个负的脉冲。能量在发电机和电感器之间往复流动。

为什么会产生正负能量波动？能量的前后流动是因为电抗器交替储存和释放能量。因此当能量为正时，线圈正在建立磁场。一段时间后，磁场能量减小并回到电源。

现在我们能解释图 7-1 中短暂的负功率波。实际上，它们代表电动机线圈中的磁场能量正在回到电源。



图 7-5 具有中零刻度的无功功率表，可显示正、负无功功率至 100Mvar

7.4 无功负载和无功电源的定义

无功功率涉及通过传输线在两个设备间来回传输的实际功率。因此，很难说出功率是否源于线的一端或另一端。然而，可以假设某些设备产生无功功率，某些设备吸收无功功率。也就是说，某些设备是无功电源，而有些设备则是无功负载。

根据定义⊖，电抗器被认为是无功负载且吸收无功功率。

例 7-2 一个电抗器的感应电抗值为 4Ω，连接到 120V 的交流发电机的两端（见图 7-6a）。

a. 计算电抗器上的电流值；

b. 计算与电抗器有关的功率；

c. 计算与交流发电机有关的功率；

⊖ 该定义与 IEEE 和 IEC 约定一致。

d. 画出电路的相量图。

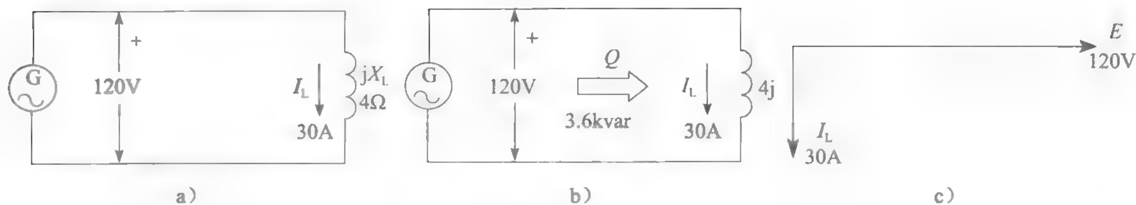


图 7-6　例 7-2 图

解　a. 电路的电流：

$$I_L = \frac{E}{X_L} = \frac{120\text{V}}{4\Omega} = 30\text{A}$$

b. 与电抗器有关的功率：

$$Q = EI = 120 \times 30 = 3600\text{var} = 3.6\text{kvar}$$

这个无功功率被电抗器吸收。

c. 因为电抗器吸收了 3.6kvar 的无功功率，所以交流发电机应该提供这个功率。因此，交流发电机是个无功功率源：无功功率为 3.6kvar。因此无功功率流动方向如图 7-6b 所示。

d. 向量图如图 7.6c 所示，电流 I_L 滞后电压 E 90°。

相量图应用于无功负载（电抗器）、无功电源（交流发电机）以及把两者联系起来的导线。◀

7.5　电容和无功功率

假如在图 7-6 的电路中加入一个电抗值为 4Ω 的电容，其电路如图 7.7a 所示，流过电容的电流为 $I_C = 120\text{V}/4\Omega = 30\text{A}$，正如我们预料的，电流相位超前电压 90°（见图 7-7b）。

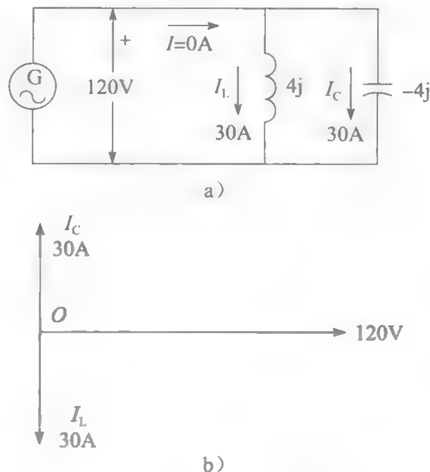


图 7-7　例 7-2 图的变更

相量 I_L 与 I_C 的和为 0，所以发电机不再向电路提供任何能量。然而，电抗器上的电流没变，因此，它继续吸收 30A×120V=3.6kvar 的无功功率。

这个无功功率到底来自哪里？它只能从电容中来，这时电容就像一个无功功率源。电容发出的无功功率等于电流乘以端电压，即

$$Q = EI_C = 120\text{V} \times 30\text{A} = 3600\text{var} = 3.6\text{kvar}$$

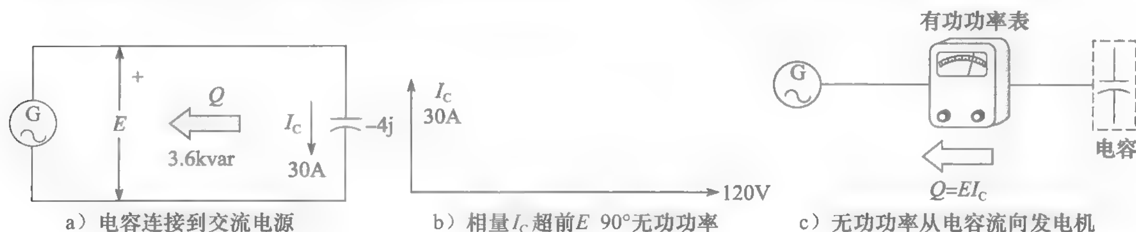
电容发出的无功功率用乏或千乏表示。无功功率 Q 从电容流向电抗器。

可得到一个非常重要的结论：电容是个无功功率源。当电容作为基于正弦波的稳态电路的一部分时，它就作为一个无功功率源。

从图 7-7a 所示电路中移除电抗器，可得到图 7-8a 所示电路。现在把电容单独连到交流发电机的端部。电容上的电流仍为 30A，并超前电压 90°（见图 7-8b）。结果电容仍然作为一个无功功率源，发出 3.6kvar 的功率。这些功率去了哪里？答案是电容把无功功率发送给与它连接的发电机。对于很多人来说，这可能需要一点时间去接受。有人会问，为什么无源设备如电容能产生功率？答案是无功功率是前后流动而不做有用功的功率，就像钟摆一样。电容作为一个临时的能量存储设备短周期内吸收能量再释放。就像电抗器存储磁

场能量一样，电容存储电场能量（参见 2.14 节）。

假如在电路上接一个无功功率表（见图 7-8c），会得到一个负的读数 $EI=-3600\text{var}$，表示无功功率确实是从电容流向发电机。发电机现在表现得像一个无功负载，习惯称它为无功功率的吸收器，当然，两种说法是等效的。总之，容性电抗总是产生无功功率。



a）电容连接到交流电源　b）相量 I_C 超前 E 90°无功功率　c）无功功率从电容流向发电机

图 7-8　无功功率

例 7-3　一台交流发电机连接到由 R、L、C 元件组成的电路上（见图 7-9）。各个元件上的电流如图 7-9 所示。计算与发电机有关的有功功率和无功功率。

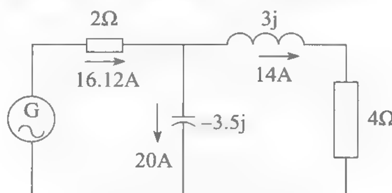


图 7-9　例 7-3 图

解　两个电阻吸收的有功功率为：

$$P=I^2R=(14^2\times 4)+(16.12^2\times 2)$$
$$=784+520=1304\text{W}$$

3Ω 的电抗器吸收的无功功率为：

$$Q_L=I^2X_L=14^2\times 3=588\text{var}$$

3.5Ω 的电容产生的无功功率为：

$$Q_C=I^2X_C=20^2\times 3.5=1400\text{var}$$

R、L、C 电路产生的净无功功率为 $1400-588=812\text{var}$。这个无功功率被发电机吸收，因此当考虑无功功率时，发电机是一个负载。被电阻吸收的有功功率由发电机提供；因此它提供有功功率 $=1304\text{W}$。交流发电机既是一个有功功率源（1304W）又是一个无功功率（812var）吸收器。◀

7.6　有功功率和无功功率的区别

有功功率和无功功率之间有个最基本的区别，即它们之间不能相互转化。有功功率和无功功率的作用不同，因此在电路中作为两个独立的量分别对待。

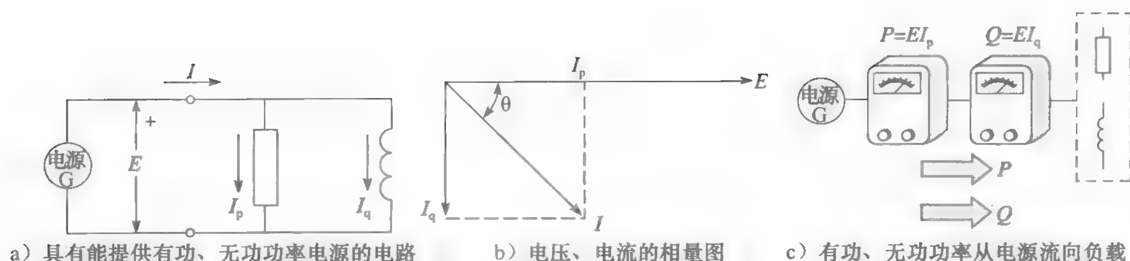
在传输线上放置一个同时带有两种性质的负载。有功功率最终产生实际的结果（热量、机械功率、光等），无功功率仅代表功率来回传送。因为电流的一个分量滞后电压 90°，所以所有交流感性设备（如电磁铁、变压器、镇流器和感应电动机等）都吸收无功功率。无功功率扮演了一个重要角色，因为它在这些设备中产生交变磁场。

一座大楼、购物中心、一座城市都可以认为是连接到电网的有功/无功负载。这样的负载包含了成千上万个感应电动机和其他电磁设备，它们不仅吸收无功功率（维持它们的磁场），还吸收有功功率（做有用功）。

接下来我们学习那些同时吸收有功功率和无功功率的负载。

7.7　视在功率

同时吸收有功功率 P 和无功功率 Q 的负载可认为由电阻和感抗组成。举一个例子，图 7-10a 的电路中电阻和电抗器连到电源 G 上。电阻上的电流为 I_p，而电抗器上的电流为 I_q。



a）具有能提供有功、无功功率电源的电路　b）电压、电流的相量图　c）有功、无功功率从电源流向负载

图 7-10　有功和无功功率

根据定义，电阻是有功负载，电抗器是无功负载。于是 I_p 和 E 同相位，I_q 滞后 E 90°。相量图（见图 7.10b）画出了最终的线电流 I 滞后 E 的角度为 θ。I 的幅值为：

$$I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2}$$

有功和无功功率分量 P 和 Q 两者的流动方向相同，如图 7-10c 中箭头所示。假如在电路中连接一个功率表和一个无功功率表，那么两个读数均为正，分别为 $P=EI_p$ 瓦和$Q=EI_q$ 乏。

另外，如果在线上串联一个安培表，它会得到电流 I 的值，于是可能认为提供给负载的功率等于 EI 瓦，但是这是错误的。因为功率由有功分量（W）和无功分量（var）组成。因此乘积 EI 称为视在功率。视在功率记为 S。

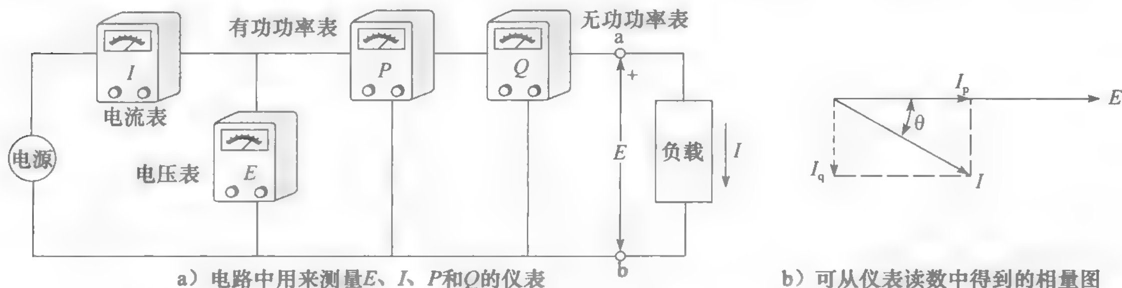
视在功率的单位既不是瓦也不是乏，而是伏·安（V·A）。常用的单位为千伏·安（kV·A），兆伏·安（MV·A）。

7.8　P、Q 和 S 之间的关系

图 7-11 的单相电路由一个电源、一个负载及几个电表组成。假设

- 电压表显示 E 伏
- 电流表显示 I 安
- 功率表显示$+P$ 瓦
- 无功功率表显示$+Q$ 乏

已知 P 和 Q 都是正的，那么负载同时吸收有功和无功功率。于是电流 I 滞后 E_{ab}的角度为 θ。



a）电路中用来测量E、I、P和Q的仪表　b）可从仪表读数中得到的相量图

图 7-11　有功、无功及视在功率的测量

电流 I 可以分解为分别和向量 E 同相和正交的 I_p 和 I_q 两个分量（见图 7-11b）。从设备读数可以直接得到 I_p 和 I_q 两个分量的数值

$$I_p = P/E \tag{7.1}$$

$$I_q = Q/E \tag{7.2}$$

另外，通过导线输送的视在功率为 $S=EI$，从中可得出

$$I = S/E \tag{7.3}$$

参照相量图（图 7-11b），显然

$$I^2 = I_p^2 + I_q^2$$

于是

$$\left[\frac{S}{E}\right]^2 = \left[\frac{P}{E}\right]^2 + \left[\frac{Q}{E}\right]^2$$

所以

$$S^2 = P^2 + Q^2 \tag{7.4}$$

式中，S 是视在功率（V·A）；P 是有功功率（W）；Q 是无功功率（var）。

还可以计算出角度 θ 的值，因为它的正切值等于和 I_q/I_p。所以

$$\theta = \arctan I_q/I_p = \arctan Q/P \tag{7.5}$$

例 7-4 一台交流电动机吸收 40kW 的有功功率和 30kvar 的无功功率。计算提供给电动机的视在功率。

解

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{40^2 + 30^2} = 50\text{kV} \cdot \text{A}$$ ◀

例 7-5 交流电动机连接到 120V 的单相母线上，上面连接一个有功功率表和无功功率表，它们的读数分别为 1800W 和 960var。

计算：a. 同相和正交的 I_p 和 I_q 两个分量；

b. 线电流 I；

c. 电源提供的视在功率；

d. 线电压和线电流之间的相位夹角。

解 参考图 7-11，现在负载是一台电动机，可得到：

a. $I_p = P/E = 1800/120 = 15\text{A}$

$I_q = Q/E = 960/120 = 8\text{A}$

b. 从向量图可得到：

$$I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2} = \sqrt{15^2 + 8^2} = 17\text{A}$$

c. 视在功率为：

$$S = EI = 120 \times 17 = 2040\text{V} \cdot \text{A}$$

d. E 和 I 之间的相位夹角 θ 为：

$$\theta = \arctan Q/P = \arctan 960/1800 = 28.1°$$ ◀

例 7-6 图 7-4a 所示的电感电路上连接一个电压表和电流表，它们的读数分别为 140V 和 20A。

计算：a. 负载的视在功率；

b. 负载的无功功率；

c. 负载的有功功率。

解 a. 视在功率为：

$$S = EI = 140 \times 20 = 2800\text{V} \cdot \text{A} = 2.8\text{kV} \cdot \text{A}$$

b. 无功功率为：

$$Q = EI = 140 \times 20 = 2800\text{var} = 2.8\text{kvar}$$

假如无功功率表连接到电路上，那么它的读数为 2800var

c. 有功功率为 0。

如果把功率表连接到电路上，那么它的读数为 0。

概括一下，视在功率为 2800V·A，因为电流超前电压 90°，所以等于 2800var。◀

7.9 功率因数

交流设备或电路的功率因数为有功功率 P 和视在功率 S 的比值。等式为：

$$功率因数 = P/S \tag{7.6}$$

式中，P 是电路或设备发送的或吸收的有功功率（W）；S 是电路或设备的视在功率（V·A）。

功率因数用一个简单的数或一个百分数表示。

因为有功功率 P 大小不会超过视在功率 S，所以功率因数不会超过 1（或 100%）。电阻的功率因数为 100%，因为它吸收的视在功率等于有功功率。另外，对于没有电阻的理想线圈来说功率因数为 0，因为它不消耗任何有功功率。

总的来说，电路或设备的功率因数简单地表达了有功功率在视在功率中占的比率。

在单相电路中，功率因数也是对电压电流之间的相位夹角 θ 的一种衡量。所以，参照图 7-11。

$$功率因数 = P/S = EI_p/EI = I_p/I = \cos\theta$$

即

$$功率因数 = \cos\theta = P/S \tag{7.7}$$

式中，功率因数是单相电路或设备的功率因数；θ 是电压电流之间的相位夹角。

假如我们知道功率因数，那么也就知道了 E 和 I 夹角的余弦值，从而可得出 E、I 之间的夹角。假如电流滞后于电压，那么认为功率因数是滞后的。相反，假如电流超前于电压，那么功率因数是超前的。

例 7-7 计算例 7-5 中电动机的功率因数和线电压和线电流的相位夹角。

解

$$功率因数 = P/S = 1800/2040 = 0.882 \text{ 或 } 88.2\%（滞后）$$

$$\cos\theta = 0.882$$

$$所以\ \theta = 28.1°$$

◀

例 7-8 一台单相电动机从 120V、60Hz 的母线上吸收 5A 的电流。电动机的功率因数为 65%。

计算：a. 电动机吸收的有功功率；

b. 母线提供的无功功率。

解 a. 电动机吸收的视在功率为：

$$S_m = EI = 120 \times 5 = 600\text{V·A}$$

电动机吸收的有功功率：

$$P_m = S_m\cos\theta = 600 \times 0.65 = 390\text{W}$$

b. 电动机吸收的无功功率为：

$$Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2} = \sqrt{600^2 - 390^2} = 456\text{var}$$

注意，电动机从母线吸收的无功功率要比有功功率多。这些大量的无用功率给母线增加了负担。◀

7.10 功率三角形

式（7.4）表示的关系 $S^2 = P^2 + Q^2$ 与直角三角形的关系相似。因此可用三角形的方法来图形化地表示 S、P、Q 之间的关系。根据惯例，采用以下规则。

- 认为电路或设备吸收的有功功率 P 是正的并水平向右画。
- 认为电路或设备发送的有功功率 P 是负的并水平向左画。

- 认为电路或设备吸收的无功功率 Q 是正的并垂直向上画。
- 认为电路或设备发送的无功功率 Q 是负的并垂直向下画。

根据上述规则，例 7-8 的功率三角形如图 7-12 所示。功率分量 S、P、Q 看似相量，但实际上不是。可把它们当作矢量来考虑。在求解含有很多有功和无功功率分量的交流电路时功率三角形的概念非常有用。

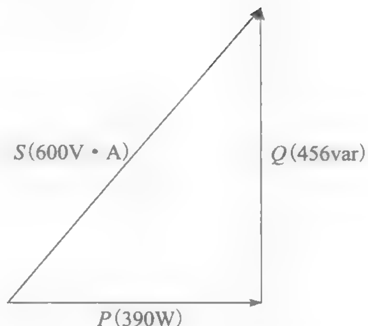


图 7-12 例 7-8 中电动机的功率三角形

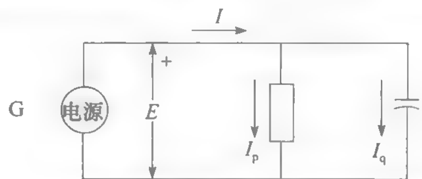
7.11 电源和负载的其他概念

考虑图 7-13a，其中一个电阻和一个电容连到电源上，除了电容是无功功率源外，电路和图 7-10 很像。因此无功功率从电容流向电源 G，有功功率从电源 G 流向电阻。有功分量和无功分量在传输线上沿相反方向传输。连接一个有功功率表会得到正的读数 $P=EI_p$ 瓦，但是无功功率表会得到一个负的读数 $Q=EI_q$ 乏。电源 G 发送有功功率 P 但是接收无功功率 Q，因此 G 同时是一个有功功率源和无功负载。

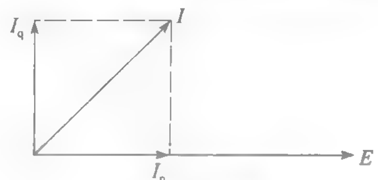
两种功率在相同的传输线上沿不同方向流动似乎不寻常，但是应注意有功功率 P 和无功功率 Q 是不同的，两者相互独立流动。

提及电源和负载，以家庭中的 120V 插座为例。像这样的终端接口最终连接到给输电线和配电系统提供能量的交流发电机上。存在这样的可能，电气插座既能当作有功和无功功率源（正如我们希望），也能作为有功和无功负载。什么因素决定它以哪种方式运行？这都取决于连接到插座上的设备上的类型。假如设备吸收有功功率，那么插座提供有功功率；假如设备发送有功功率，那么插座接收有功功率。一个简单的插座终端时刻准备着接收或发送有功功率 P 或无功功率 Q，并且和与它相连接的设备保持一致。

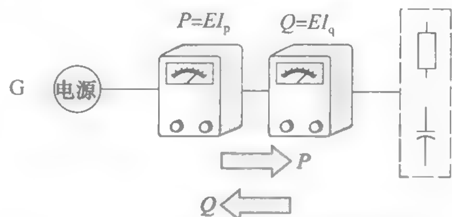
对于三相 480V 工厂入口或大功率 345kV 传输线终端，以上理论同样适用。



a）给负载提供有功功率和容性无功的电源



b）电路的相量图



c）有功功率和无功功率流向相反

图 7-13 电路图及其相量图

例 7-9 例 7-8 中的电动机的两端放置一个 50μF 的纸质电容。

计算：a. 电容发出的无功功率；

b. 电动机吸收的有功功率；

c. 母线吸收的无功功率；

d. 新的线电流。

解 a. 电容的阻抗为：

$$X_C = 1/(2\pi fC) = 1/(2\pi \times 60 \times 50 \times 10^{-6}) = 53\Omega$$

电容上的电流为：

$$I = E/X_C = 120/53 = 2.26\text{A}$$

电容产生的无功功率为：

$$Q_C = EI_q = 120 \times 2.26 = 271\text{var}$$

b. 电动机继续吸收相同大小的有功功率，因为它仍然保持满载，于是，

$$P_m = 390\text{W}$$

电动机吸收和以前相同大小的无功功率，因为磁场没有改变。于是，

$$Q_m = 456\text{var}$$

c. 电动机从母线吸收 456var 无功功率，电容提供 271var 无功功率给母线。从母线吸收的净无功功率为：

$$Q_L = Q_m - Q_C = 456 - 271 = 185\text{var}$$

从母线吸收的有功功率为：

$$P_L = P_m = 390\text{W}$$

d. 从母线吸收的视在功率为：

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2} = \sqrt{390^2 + 185^2} = 432\text{V} \cdot \text{A}$$

新的线电流为：

$$I_L = S_L/E = 432/120 = 3.6\text{A}$$

因此，通过和电动机并联放置一个电容，电流从 5A 下降到 3.6A。这对电路是很大的改进，因为线电流变小，而电动机的运行状态并未改变。

母线上新的功率因数为：

$$\cos\phi_L = P_L/S_L = 390/432 = 0.903 \text{ 或 } 90.3\%$$

$$\phi_L = \arccos 0.903 = 25.5°$$

功率三角形如图 7-14 所示。由电容产生的无功功率 Q_C 向下垂直画。通过和图 7-12 中的功率三角形比较，我们可以形象地看到电容对母线提供的视在功率的影响。

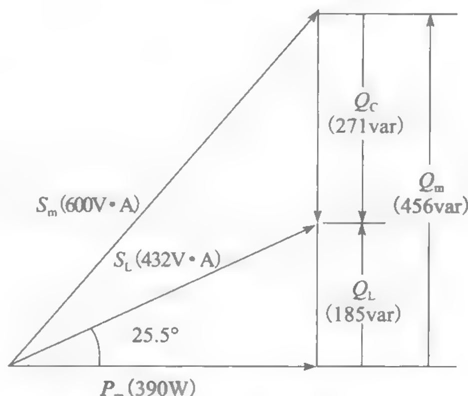


图 7-14　例 7-9 中并联电容的电动机功率三角形，例 7-9 图

◀

7.12 包含多种负载的系统

有功功率和无功功率的概念使解决各类复杂电路变得更简单。举个例子，一堆负载以不寻常的方式连接到 380V 的电源上（见图 7-15a）。现在希望能计算系统吸收的视在功率和电源输出的电流。

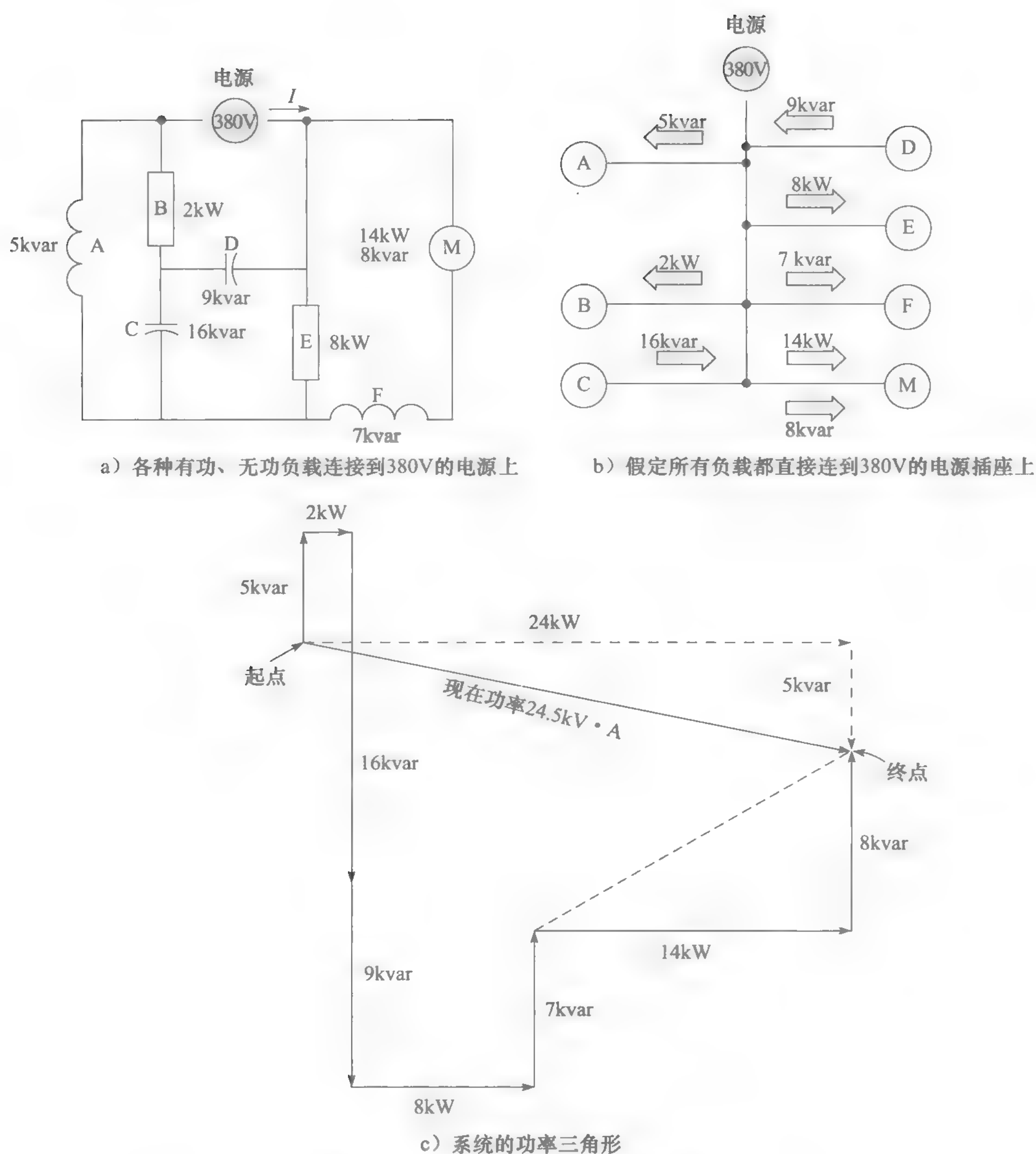
通过使用功率法，可不必担心负载之间的相互联系。简单地画出每个负载的方块图，标出有功功率和无功功率的流动方向（见图 7-15b）。因为负载 A 是感性的，所以它吸收无功功率；于是 5kvar 从电源流向负载。另外，因为负载 C 代表电容，它发送无功功率给系统，所以 16kvar 箭头指向电源。

有功功率和无功/功率之间不相关联的（独立的）特性使我们能够对电路中的有功功率进行相加来得到总的有功功率 P。同样，我们对无功功率相加得到总的无功功率 Q。最终总的视在功率为：

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

当无功功率相加时，系统吸收的为正，系统产生的（如电容）为负。同样，吸收的有功功率为正，产生的有功功率（如发电机）为负。

要注意的是，不能通过对电路各部分的视在功率相加来得到总的视在功率 S。只有当它们的功率因数相同时才能相加。



a）各种有功、无功负载连接到380V的电源上 b）假定所有负载都直接连到380V的电源插座上

c）系统的功率三角形

图 7-15 复杂电路的连接方式及功率

求解图 7-15 的电路。

1. 系统吸收的有功功率

$$P = (2 + 8 + 14) = +24\text{kW}$$

2. 系统吸收的无功功率

$$Q_1 = (5 + 7 + 8) = +20\text{kvar}$$

3. 电容提供的无功功率

$$Q_2 = (-9 - 16) = -25\text{kvar}$$

4. 系统吸收的净无功功率

$$Q = (+20 - 25) = -5\text{kvar}$$

5. 系统的视在功率：

$$S = \sqrt{P_2 + Q^2} = \sqrt{24^2 + (-5)^2} = 24.5\text{kV} \cdot \text{A}$$

6. 因为 380V 电源提供了视在功率，所以线电流为：

$$I = S/E = 24\,500/380 = 64.5\text{A}$$

7. 系统的功率因数为：

$$\cos\phi_L = P/S = 24/24.5 = 0.979 \quad (\text{超前})$$

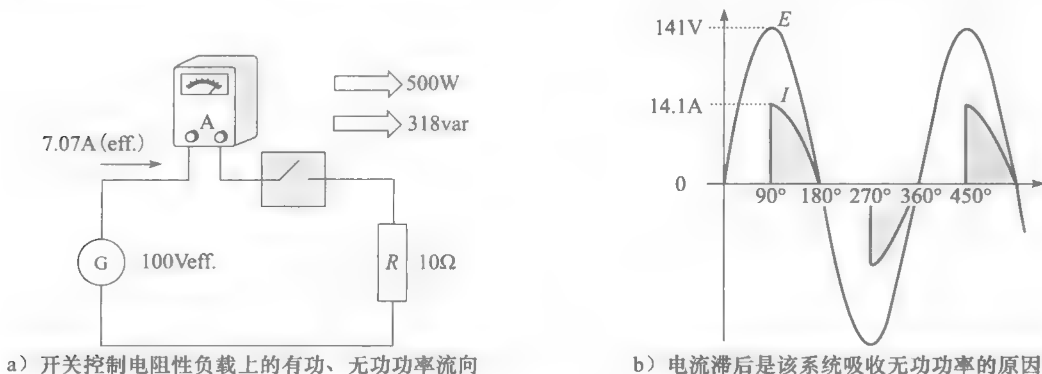
380V 电源发送 24kW 有功功率，吸收 5kvar 无功功率。这个无功功率流到当地电力公司的配电系统里，在那里它可能产生磁场。该磁场可能和配电变压器、传输线、与配电系统相连的用户电磁装置存在联系。

系统的功率三角形如图 7-15c 所示。该图解法的次序为：先从 5kvar 负载开始，逐步环绕系统从一个设备移到下一个。这样，依照遇到的设备的顺序，就可画出每个功率矢量的幅值和方向（上、下、左、右），各功率矢量头尾相接。最后，画出从起始点到结束点的功率矢量，该倾斜的矢量值为 24.5kV·A。该矢量的水平分量为 24kW，因为它水平向右，我们知道它表示系统吸收功率。垂直分量 5kvar，向下，因此它表示系统产生无功功率。

7.13 没有磁场的无功功率

有时会遇到某些负载吸收无功功率却不会产生磁场的情况。这可能发生在功率电路中，当电流被快速开关设备（如晶闸管）延迟时。

举个例子，图 7-16 电路中一个 100V，60Hz 的电源通过同步机械开关连接到 10Ω 的电阻负载上。开关打开、闭合使电流只在每半周期的后半部分导通。凭直觉可以看到，这种强制延迟使电流滞后于电压。事实上，如果在电源和开关间连一个有功功率表和无功功率表，它们的读数分别为+500W 和+318var。这和滞后的功率因数 84.8%相符。无功功率与快速操作开关有关，和电阻本身无关。不过，无功功率的消耗就如电路中有个电抗器。这种开关电路会在 30 章里详细介绍



a）开关控制电阻性负载上的有功、无功功率流向　　b）电流滞后是该系统吸收无功功率的原因

图 7-16 开关通断控制产生无功功率

7.14 使用功率三角形方法解决交流电路的问题

有功功率和无功功率可以用代数的形式相加。这样就可以不通过画相量图或者借助矢量标记来解决一些相当复杂的交流电路的问题。我们可以计算每个电路元件上的有功和无功功率，并且推测出相对应的电压和电流的数值。下面例子将说明功率三角形的用处。

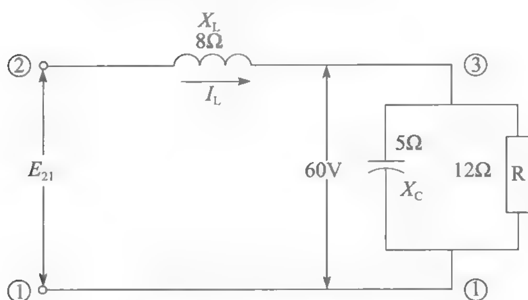
例 7-10 在图 7-17a 中，端点 1 和 3 之间的电压是 60V。

计算：

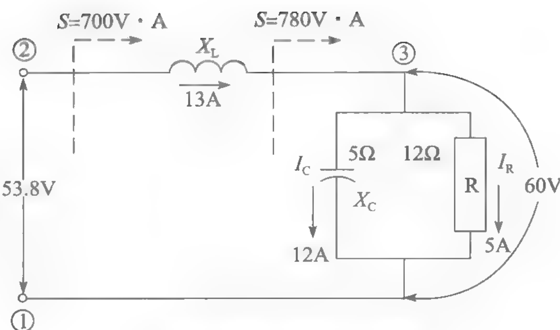
a. 通过每个电路元件的电流；

b. 端点 1 和 2 之间的电压；

c. 端点 1 和 2 之间的阻抗。



a）用功率三角形法求解交流电路



b）例7-10电路中的电压与电流

图 7-17 例 7-10 图

解 已经知道每个电路元件的阻抗以及端点 1 和 3 之间的电压为 60V（见图 7.17b）。算步骤如下所示：

a. 通过电容的电流为：

$$I_C = 60/5 = 12A$$

电容产生的无功功率为：

$$Q_C = 12 \times 60 = -720var$$

通过电阻的电流为：

$$I_R = 60/12 = 5A$$

电阻吸收的有功功率为：

$$P = 5 \times 60 = 300W$$

端点 1 和 3 之间的视在功率为：

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{300^2 + (-720)^2} = 780V \cdot A$$

因此，电流 I_L 为：

$$I_L = S/E_{31} = 780/60 = 13A$$

电抗两端的电压为：

$$E_{23} = IX_L = 13 \times 8 = 104V$$

被电感电抗吸收的无功功率为：

$$Q_L = E_{23} \times I_L = 104 \times 13 = +1352var$$

被电路吸收的总无功功率为：

$$Q = Q_L + Q_C = 1352 - 720 = +632var$$

被电路吸收的总有功功率为：

$$P = 300W$$

被电路吸收的视在功率为：

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{300^2 + 632^2} = 700V \cdot A$$

b. 因此端点 1 和 2 之间的电压为：

$$E_{21} = S/I_L = 700/13 = 53.9V$$

c. 端点 1 和 2 之间的阻抗为：

$$Z = E_{21}/I_L = 53.9/13 = 4.15\Omega$$

◀

例 7-11 某变电所通过一数千米长的单相 12.47kV 输电线向负载 C 供电（见图 7-18）。输电线的电阻为 2.4Ω，感抗为 15Ω。仪表显示变电所输出有功与无功功率分别为 3MW 和 2Mvar。求：

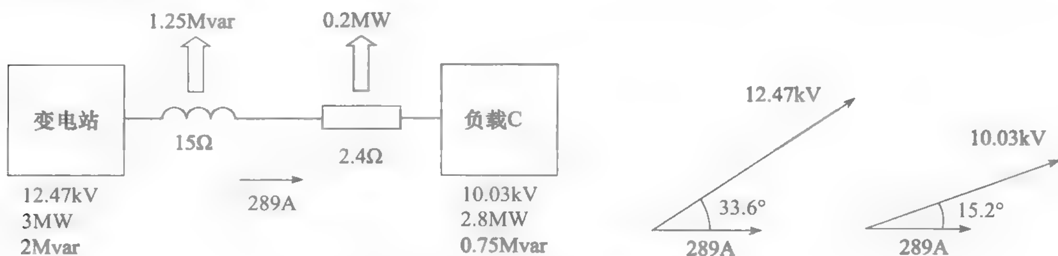


图 7-18　例 7-11 的电压、电流和功率示意图

a. 线电流及与变电所线电压的相角；

b. 负载吸收的有功功率；

c. 负载吸收的无功功率；

d. 负载端的线电压；

e. 负载端电压与变电所端电压的相角。

解　a. 线路传递的视在功率为：

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{3^2 + 2^2} = 3.60\text{MV} \cdot \text{A}$$

线电流

$$I = \frac{S}{E} = \frac{3\ 600\ 000\text{V} \cdot \text{A}}{12\ 470\text{V}} = 289\text{A}$$

变电所的功率因数

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{3\text{MW}}{3.6\text{MV} \cdot \text{A}} = 0.833$$

变电所端电压与电流相角

$$\theta = \arccos 0.833 = 33.6°$$

b. 在线路上传输的有功功率

$$P_L = RI^2 = 2.4 \times 289^2 = 0.2 \times 10^6 = 0.2\text{MW}$$

负载吸收的有功功率

$$P_C = P_{sub} - P_L = 3\text{MW} - 0.2\text{MW} = 2.8\text{MW}$$

c. 线路上吸收的无功功率

$$Q_L = X_L I^2 = 15 \times 289^2 = 1.25 \times 10^6 = 1.25\text{Mvar}$$

负载吸收的无功功率

$$Q_C = Q_{sub} - Q_L = 2\text{Mvar} - 1.25\text{Mvar} = 0.75\text{Mvar}$$

d. 负载端的视在功率

$$S_C = \sqrt{P_C^2 + Q_C^2} = \sqrt{2.8^2 + 0.75^2} = 2.90\text{MV} \cdot \text{A}$$

负载端电压

$$E_C = \frac{S_C}{I} = \frac{2.90\text{MV} \cdot \text{A}}{289\text{A}} = 10.03\text{kV}$$

负载端功率因数

$$FP = \frac{P_C}{S_C} = \frac{2.8\text{MW}}{2.90\text{MV} \cdot \text{A}} = 0.965 \text{ 或 } 96.5\%$$

负载端电压与电流的相角为：

$$\theta_C = \arccos 0.965 = 15.2°$$

变电所端电压与负载端电压的相角为（33.6°−15.2°）=18.4°

图 7-18 汇总了分析结果。通过矢量计算也可以得到同样的结果，但功率法更简单，更有实用性。◀

7.15　功率和矢量标记

如果使用矢量标记来解决交流电路的问题，就可容易地确定包括电源在内的任意电路元件相关的有功功率和无功功率。我们可以简单地将通过元件的电压相量 E 和流经该元件的电流共轭相量（I^*）相乘。得到的矢量结果 EI^* 给出了转化为 $P-jQ$ 形式的视在功率 S，其中 P 和 Q 分别代表了被元件吸收（或者释放）的有功功率和无功功率。

如果 P 或者 Q 的数值为正就分别意味着元件吸收有功功率或者无功功率。如果 P 或者 Q 的数值为负就分别意味着元件释放有功功率或者无功功率。

在计算 EI^* 的矢量结果时，为了得到正确的结果，按照标准的步骤是很重要的。这些步骤适用于那些使用了双下标或者符号标记的电路（见章节 2.4 和 2.5）。

图 7-19a 中的 Z 可以理解为更大的“其余电路”的一部分。在计算与 Z 相关的有功功率和无功功率时，应注意到电流 I 是从端点 a 流向端点 b，换言之就是以 ab 的顺序流动。因此，计算 EI^* 的结果时，电压 E 的下标必须写成相同的顺序 ab（不是 ba）。所以与 Z 相关的视在功率 S 写成 $S=E_{ab}I^*$，而写成 $S=E_{ba}I^*$ 是错误的。

在图 7-19b 中，使用了符号标记，而且可以看出电流是从标记了（+）的端点流进 Z 的。因此，可以得出视在功率为：

$$S = +E_1 I^*$$

在 E_1I^* 的结果前加上（+）记号是因为电流 I 显示为从（+）的端点进入 Z 的。

在图 7-19c 的情况中，视在功率 $S=-E_4I^*$，因为电流是通过（−）的端点进入 Z 的。

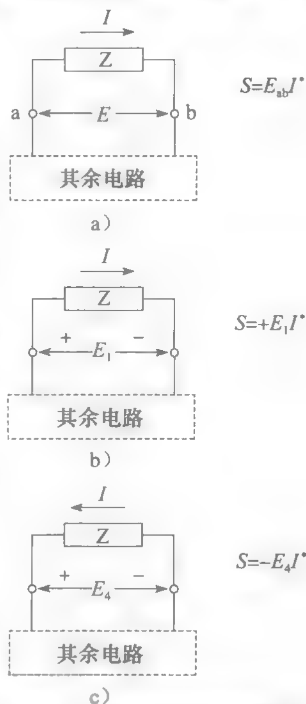


图 7-19　列功率方程的方法

如果愿意，也可以确定“其余电路”的视在功率。因此，在图 7-19a 中，因为在“其余电路”中电流是从 b 到 a 流通的，可得

$$S_{roc} = E_{ba} I^*$$

同样，在图 7-19c 中，可得

$$S_{roc} = +E_4 I^*$$

下面通过例子说明此过程。

例 7-12 图 1-19a 中，$E_4=70\angle 25°$，$I=4\angle 40°$。计算负载 Z 吸收的有功、无功功率。

解　由 $I=4\angle 40°$，可得 $I^*=4\angle -40°$。因为电流是流入（−）端，功率方程应加（−）号：

$$S=-E_4I^* =-70\angle 25°\times 4\angle -40° =-280\angle -15° =-280[\cos(-15°)+j\sin(-15°)]$$
$$=-270.5+j72.5 = P+jQ$$

于是有，$P=-270.5\text{W}$，$Q=72.5\text{var}$，即负载 Z 产生有功功率 270.5W，吸收无功功率 72.5var。◀

例 7-13 图 7-20 中 $E_{12}=30\angle 78°$，计算与电容（10Ω）有关的功率。

解　以顺时针方向列出电路电压方程（见 2.32、2.39）

$$E_{21}-I(7-10\mathrm{j})=0$$

$$I=\frac{E_{21}}{7-10\mathrm{j}}=\frac{-30\angle 78°}{12.5\angle -55°}=-2.46\angle 133°=+2.46\angle -47°$$

电容两端的电压为：

$E_{32}+I(-10\mathrm{j})=0$

$$E_{32}=10\mathrm{j}I=10\mathrm{j}\times 2.46\angle -47°=24.6\angle(-47°+90°)=24.6\angle 43°$$

$$S=E_{23}I^{*}=-24.6\angle 43°\times 2.46\angle 47°=-60.5\angle 90°$$

$$=-60.5(\cos 90°+\mathrm{j}\sin 90°)=0-60.5\mathrm{j}=P+\mathrm{j}Q$$

因此，$P=0$，$Q=-60.5$。即电容吸收的有功功率为零，产生的无功功率为 60.5var。◀

例 7-14 图 7-21 中电阻（45Ω）与电感（28Ω）串联，电源电压为 $E_{ab}=159\angle 65°$。求：

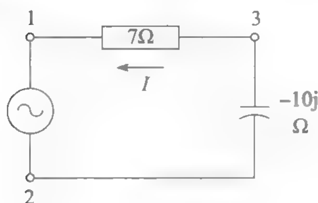


图 7-20　例 7-13 图

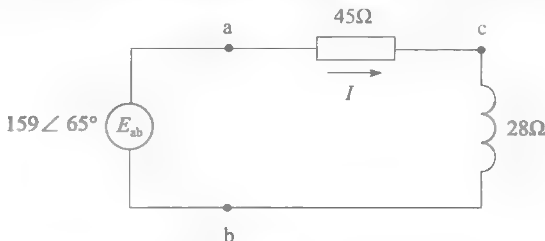


图 7-21　用矢量法求解交流电路

a. 电流 I 的幅值和相位；

b. 电阻两端和电感两端的电压的幅值与相位；

c. 电阻、电感及电源分别吸收的有功、无功功率。

解　a. 应用基尔霍夫电压定律（见 2.32 节），可得到

$$E_{ba}+E_{ac}+E_{cb}=0$$

$$-E_{ab}+45I+\mathrm{j}28I=0$$

$$-159\angle 65°+I(45+\mathrm{j}28)=0$$

$$I=\frac{159\angle 65°}{45+\mathrm{j}28}$$

将上述表达式转换成极坐标，可得

$$幅值=\sqrt{45^2+28^2}=53$$

$$相角=\arctan 28/45=31.89°$$

$$45+\mathrm{j}28=53\angle 31.89°$$

$$I=\frac{159\angle 65°}{53\angle 31.89°}=3\angle(65°-31.89°)=3\angle 33.11°$$

b. 电阻两端的电压

$$E_{ac}=45I=45\times 3\angle 33.11°=135\angle 33.11°$$

电感两端的电压

$$E_{cb}=\mathrm{j}28I=\mathrm{j}28\times 3\angle 33.11°=84\angle(33.11°+90°)=84\angle 123.11°$$

c. 电流的共轭为：

$$I^{*}=3\angle -33.11°$$

与电阻有关的视在功率为：

$$S_r = E_{ac}I^* = (135\angle 33.11°)(3\angle -33.11°) = 405\angle 0° = 405(\cos 0° + j\sin 0°) = 405(1+j0) = 405$$

可见，由于在 S_r 中没有 j 分量，电阻吸收的只有有功功率。与电感有关的视在功率为：

$$S_x = E_{cb}I^* = (84\angle 123.11°)(3\angle -33.11°) = 252\angle 90°$$
$$= 252(\cos 90° + j\sin 90°) = 252(0+j1) = j252$$

可见，电感吸收的只有无功功率（252var）。电源的视在功率为：

$$S_s = E_{ba}I^* = -E_{ab}I^* = -(159\angle 65°)(3\angle -33.11°)$$
$$= -477\angle(65° - 33.11°) = -477\angle 31.89°$$
$$= -477(\cos 31.89° + j\sin 31.89°) = -477(0.849 + j0.528) = -405 - j252$$

有功、无功功率都是负数，这表明电源产生 405W 的有功功率和 252var 的无功功率。◀

7.16 电源和负载的规则（符号标记）

通常希望在不进行完整数学分析的情况下能确定 7.15 节中的器件到底是有功（无功）源或者是有功（无功）负载。以图 7-22 中的流有电流 I 的器件 A（电路的一部分）为例，来判断该器件到底是源还是负载。

两端点之间的电压为 E，而且其中一个端点上有（+）标记。E 和 I 之间的相位角可以是任意值。I 可以被分成两个部分分别为 I_p 和 I_q，且 I_p 和 I_q 分别与 E 平行或垂直。可令 I_p 与 E 平行，所以 I_p 与 E 相位相同或者相位角相差 180°。于是，I_q 的相位可以超前或者滞后 E 90°。

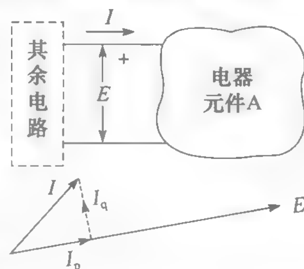


图 7-22 根据 E 和 I 的相位关系，器件 A 可以为有功/无功源或负载

在电路图中，结合 E 和 I 的相位关系可以帮助我们判断一个器件是有功负载或是有功源。可以应用以下规则：

1. 当满足以下条件时该器件是有功负载
   a. 电压 E 和电流分量 I_p 同相
   b. 电流 I 是从（+）端进入的

否则，该器件是一个有功源。

也可以应用以下规则：

2. 当满足以下条件时该器件是一个无功负载
   a. 电流分量 I_q 相位落后电压 E 90°
   b. 电流 I 是从（+）端进入的

否则，该器件是一个无功源。

根据以上规则，并且通过观察图 7-22 中的相位关系，可知，因为 I_p 与 E 相位相同，所以 A 是一个有功负载。另外，因为 I_q 的相位超前 E 90°，所以 A 也是一个无功源。

7.17 源和负载的规则（双下标标记）

在使用双下标标记时，也可以分辨一个器件是有功源或者是有功负载。以图 7-23 中的器件 A 的电流 I 所流经的方向为参考方向。a 和 b 两个端点之间的电压为 E_{ab}。可以应用以下规则：

3. 当满足以下条件时该器件是一个有功负载
   a. 电压 E_{ab} 和电流分量 I_p 同相
   b. 电流 I 是从端点 a 进入的。

否则，该器件是一个有功源。

也可以应用以下规则：

4. 当满足以下条件时该器件是一个无功负载
   a. 电流分量 I_q 的相位落后电压 E_{ab} 的相位 90°

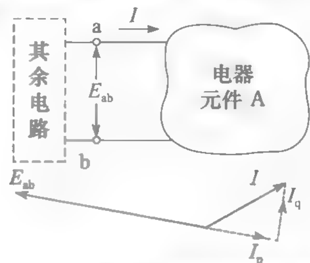


图 7-23 图 7-22 所示的电路使用双下标表示

b. 电流 I 是从端点 a 进入的。

否则，该器件是一个无功源。

根据以上规则，并且通过观察图表 7.23 中的相位关系，可以得知因为 I_p 与 E 相位相差 180°，所以 A 是一个有功源。另外，因为 I_q 的相位滞后 E 90°，所以 A 也是一个无功负载。

习题

初级

7-1 有功功率，无功功率和视在功率的单位分别是什么？

7-2 一个具有 500kvar 无功功率的电容和一个具有 400kvar 无功功率的电感并联。计算该电路的视在功率。

7-3 说出一个可以发出无功功率的固定装置。

7-4 说出一个可以吸收无功功率的固定装置。

7-5 以百分数的形式分别写出电容、线圈和白炽灯的功率因数估计值。

7-6 在一台单相电动机中，电流相位滞后电压 50°。写出该电机的功率因数。

中级

7-7 一台大型电动机在功率因数为 90%时吸收 600kW 的功率。计算该电动机此时吸收的无功功率和视在功率。

7-8 一 200μF 电容连接到一个电压为 240V，频率为 60Hz 的电源上。计算它发出的无功功率。

7-9 一个 10Ω 的电阻器连接到一个电压为 120V，频率为 60Hz 的电源上。计算：

a. 电阻器吸收的有功功率；

b. 电阻器吸收的视在功率；

c. 电阻器吸收的峰值功率；

d. 每个正向脉冲之间的时间间隔。

7-10 一个 10Ω 的电抗器连接到一个电压为 120V，频率为 60Hz 的电源上。计算：

a. 电抗器吸收的无功功率；

b. 电抗器吸收的视在功率；

c. 进入电抗器的峰值功率；

d. 电抗器输出的峰值功率；

e. 每个正向脉冲之间的时间间隔。

7-11 利用章节 7.16 和 7.17 中的规则，确定从图 7-24a到 7.24f 的装置之中，哪些形成有功（或者无功）功率源。

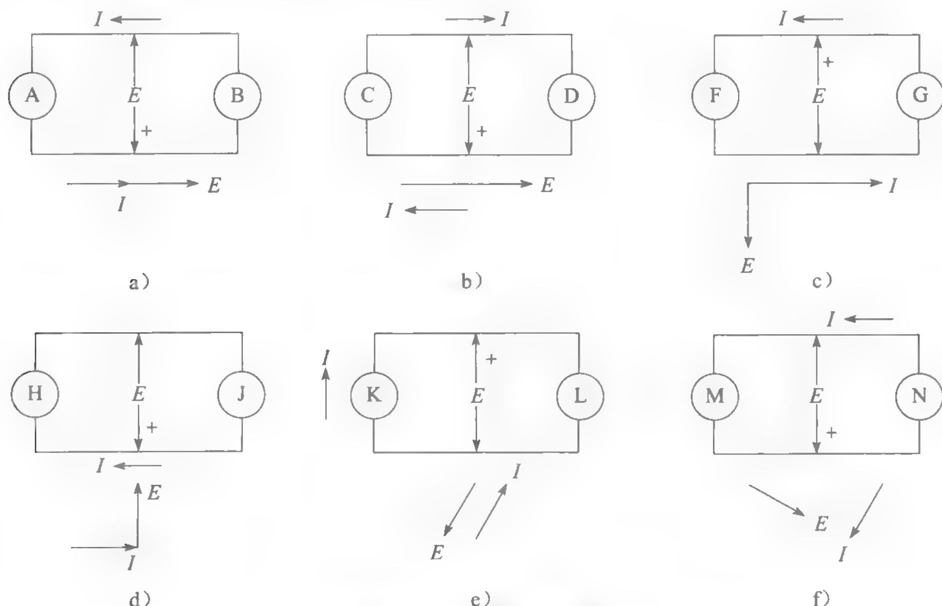


图 7-24 习题 7-11 图

7-12 一台单相电动机在功率因数为 60%时的电流为 12A。计算与线电压相位相同及差了 90°的电流分量 I_p 和 I_q 的值。

7-13 一台单相电动机连接到电压为 240V，频率为 60Hz 的电源时的电流为 16A。连接在电路中的功率表读数为 2765W。计算电动机

的功率因数和它吸收的无功功率。

7-14 题 7-13 中的电动机与一个电抗为 30Ω 的电容并联，计算：

a. 功率表的有功功率读数；

b. 电动机和电容吸收的总无功功率；

c. 该交流电路的视在功率；

d. 电动机与电容的系统的功率因数。

7-15 只利用功率三角形法则（章节 7.14）并且不画任何相量图，得出图表 7.25 中电路的阻抗。

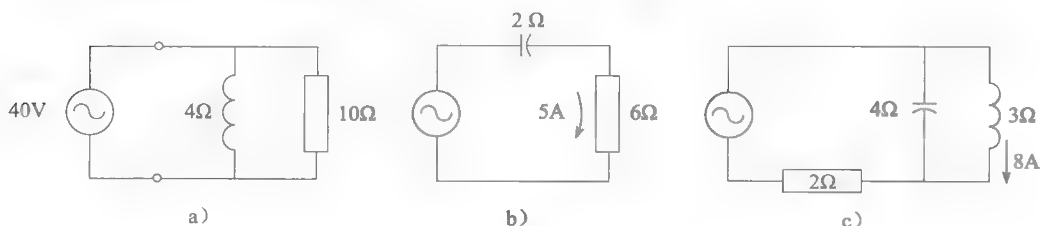


图 7-25 习题 7-15 图

7-16 一台感应电动机在功率因数为 80%时吸收 400kV·A 的视在功率。计算：

a. 电动机吸收的有功功率；

b. 电动机吸收的无功功率；

c. 无功功率的作用。

7-17 一个由 12Ω 的电阻器和电抗为 5Ω 的电感串联的电路通过交流电流为 10A。计算：

a. 电阻器吸收的有功功率；

b. 电感吸收的无功功率；

c. 电路的视在功率；

d. 电路的功率因数。

7-18 一个阻值为 5Ω，电感值为 2H 的线圈通过了 20A 的直流电。计算：

a. 吸收的有功功率；

b. 吸收的无功功率。

高级

7-19 一台功率因数为 0.8 的电机吸收 1200W 的有功功率。计算无功功率。

7-20 在题 7-13 中，如果将一个 500var 的电容与电机并联，计算：

a. 系统吸收的总有功功率；

b. 系统的视在功率；

c. 系统的功率因数。

7-21 一个电抗值为 10Ω 和电阻值为 2Ω 的线圈与一个 10Ω 的容性阻抗并联。如果接上 200V 的电压，计算：

a. 线圈吸收的无功功率；

b. 电容发出的无功功率；

c. 线圈消耗的有功功率；

d. 电路的视在功率。

7-22 一个电压为 120V 的电源端口上的功率因数是 0.6（滞后），如图 7-26 所示。不使用相量图，计算：

a. E 的值；

b. 负载 Z 的阻抗。

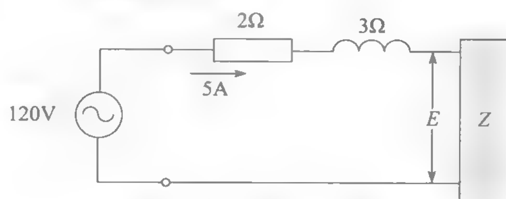


图 7-26 习题 7-22 图

7-23 在图 7-27a 和图 7.27b 中，标出有功功率和无功功率的幅值和方向（提示：将 I 分解为互相正交的 I_p 和 I_q）。

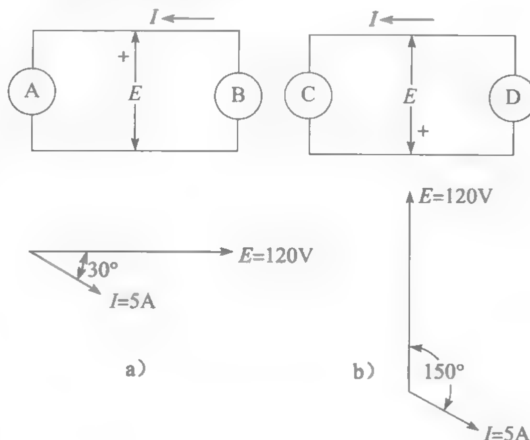


图 7-27 习题 7-23 图

工程应用

7-24 一个单相电容的额定值为：30kvar，480V，60Hz。计算电容值（单位：微法）。

7-25 在 7-24 的问题中，计算：

a. 当电容两端连接 460V 的电源时，它的峰值电压；

b. 当电容上的电压为峰值时，电容上储存

的能量（单位：焦耳）。

7-26 安全规则要求：当电容从交流电路断开的瞬间，其上的电压至多50V。剩余的电量通过电容两端连接的电阻器释放。通过电容的放电特性曲线，根据题7-24中的电容额定值，计算放电电阻的数值（单位：欧姆）；计算电阻的两端的电压和电容的额定功率。

7-27 与一个变电站相连的13.2kV，60Hz的单相电路的工业负荷。电路接有2.4Ω和12Ω的两个电阻，变电站的测量仪器表明电路电压为12.5kV，且线路上的有功功率为3MW，无功功率为2Mvar。计算：

a. 电路中的电流；

b. 电路消耗的有功和无功功率；

c. 负载吸收的有功、无功和视在功率；

d. 负载两端的电压。

7-28 一台2hp，230V，1725r/min，60Hz的单相除尘电动机，数据指标如下：

满载时的电流：11.6A

效率：75.5%

功率因数：74%

重量：80lb

a. 当电动机满载运行时，计算它吸收的有功和无功功率；

b. 如果一个40μF的电容连在电机的两端，计算电机中流过的电流；

c. 装上电容后是否会影响到电机的热量？

7-29 一个单相加热器从240V的线路上吸收4kW的能量。与电阻并联的电容器向线路提供3kvar的能量；

a. 计算线路的电流值；

b. 若这只电容器移去，计算新的线路电流。

第8章

三相电路

8.0 引言

电能的产生、传输、分配都是以三相电能的形式进行。家用及小型的电器使用单相电能，但三相电能使用更广泛，主要是基于以下几个重要因素：

a. 三相电动机、发电机和变压器更简单、便宜，且效率更高；

b. 在限定的重量和成本之下，三相传输线路能传递更多的能量；

c. 三相传输线路的电压调节能力更强；

因此，三相电能和三相电路的学习对于了解电力技术是绝对有必要的。幸运的是，曾用来解决单相线路的基本电路技术可以被直接用于三相电路。而且，大多数的三相电路可以被简化为基本的单相电路。在这种情况下，假设读者对于之前关于线路和能量的章节非常熟悉。

8.1 多相系统

通过学习普通的汽油发动可以对三相系统有了初步理解。一个单缸发动机对应于单相发电机；一个双缸发动机就对应于一个双相电机；六缸发动机就能够被称为六相电机。在一个六相电机中，活塞在气缸中上下移动，但是它们的步调并不一致。它们用这种方式错开运动，从而通过连续脉冲将能量传给转轴，这让发动机更加顺畅的转动，更加容易输出转矩。

同样的，在三相电力系统中，三相也是对称的，但是在不同的时刻传递能量。结果，整个的能量流动非常顺畅。而且，因为相位是对称的，可用单相的状态来描述三相状态。

尽管通过这种类比的方式存在偏差，但是上述表明一个三相系统是由基本的3个单相系统连续运转组成。

8.2 单相发电机

一个永磁体的NS极以固定转速在固定的铁心环内旋转（见图8-1），这个磁体被外部的机械源驱动，比如涡轮机。这个环（或定子）减小了磁路的磁阻，气隙中的磁通密度变大。一个多匝矩形绕组的末端安装在定子内部但是与之绝缘，相对应的两个导体分别放在放在槽a和槽1里。

当磁体沿着导体旋转时，线圈的内部电动势为：

$$E_{a1} = Blv$$

式中，E_{a1}是线圈内感应的瞬时电压（V）；B是切割线圈内导体的瞬时磁通密度（T）；l是磁场中导体的长度（m）；v是旋转磁极的边缘转速（m/s）。

当磁极在图8-1的位置时电压E_{a1}的值最大，因为磁通密度在极的正中央最大；而当转子在图8-2的位置时，电压值为零，因为磁通在此刻没有切割导体。

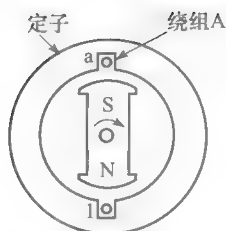


图 8-1 多匝线圈放在单相发电机的定子槽内，图示位置时，E_{a1}最大（+）

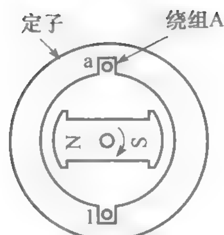


图 8-2 因为磁通没有切割线圈 A 的导体，$E_{a1}=0$

如果把 N、S 极设计为适当的形状，可得到 E_{a1} 如图 8-3 所示的正弦电压。假设交替电压的峰值最大为 20V。产生这种电压的电机称为交流发电机或同步发电机。图 8-1 所示的电机为单相发电机。

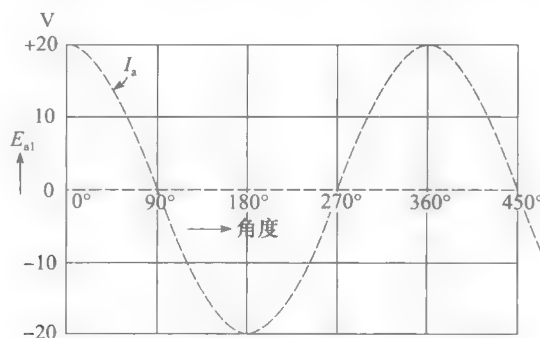


图 8-3 线圈 A 中感应的电压

8.3 单相发电机输出功率

若一个电阻器连接在 a、1 两端，则有电流流过，然后电阻便发热（见图 8-4）。电流 I_a 与电压同相，结果，瞬时功率由一系列的正向脉冲构成，如图 8-5 所示。平均功率是峰值功率的一半，这电功率是由涡轮机的机械功率驱动发电机而产生的。因此，该涡轮机必须以脉冲的形式传递能量，以匹配电功率的输出。这引起机械震动（频率为电频率的两倍），从而使发电机震动且发出噪声。

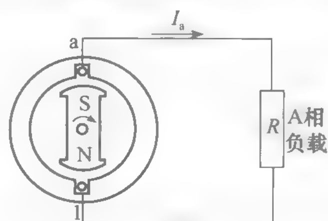


图 8-4 单相发电机给电阻器供电

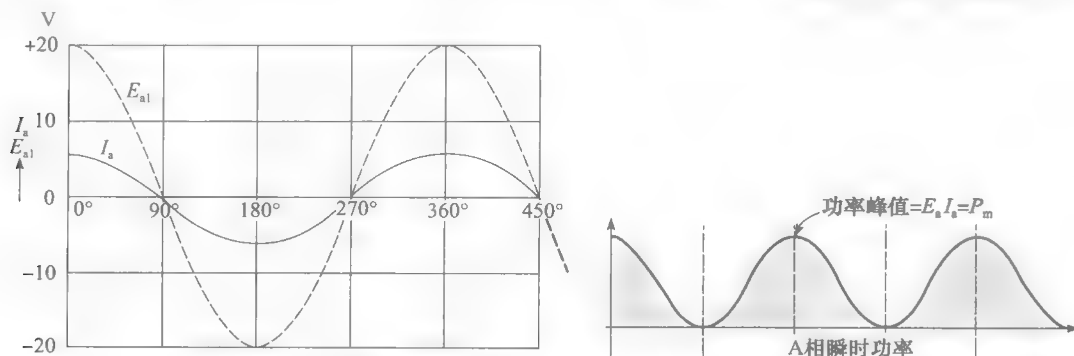


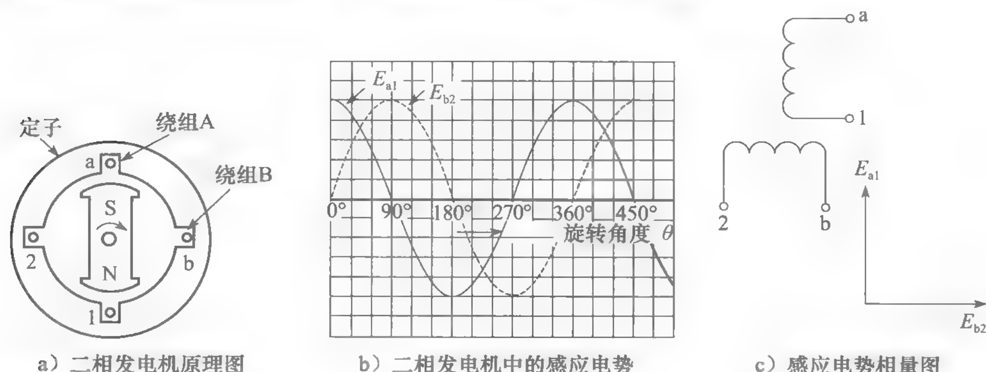
图 8-5 交流发电机负载运行时的电压、电流及功率曲线

8.4　二相发电机

在单相发电机的定子上装上与线圈 A 相同的第二个线圈 B，其安装位置与线圈 A 相隔开 90°机械角度（见图 8-6a）。

随着磁体的旋转，在每个线圈内感应产生正弦电压。显然它们有着相同的幅值和频率，但达到最大值的时间不同。当磁体位于如图 8-6a 的位置时，电压 E_{a1} 达到正向最大值，此时 E_{b2} 为 0。这是因为此时磁通只切割槽 a、1 内的线圈；而当转子转过 90°角度时，电压 E_{a1} 变为 0 而 E_{b2} 达到正向最大值。因此这两个电压相差了 90°，见图 8-6b 中的曲线；其相位如图 8-6c 所示。E_{a1} 超前 E_{b2}，因为 E_{a1} 在 E_{b2} 之前就达到它的正向峰值。

这种电机就是双相发电机，定子线圈就各自被称为 A 相和 B 相。



a）二相发电机原理图　b）二相发电机中的感应电势　c）感应电势相量图

图 8-6　二相发电机

例 8-1 如图 8-6a 所示的发电机，转速为 6000r/min，每个线圈所产生的正弦电压有效值为 170V。计算：

a. 每相峰值电压；

b. 输出的频率；

c. 当相位角差 90°时的时间间隔。

解　a. 每相的峰值电压为：

$$E_m = \sqrt{2}E = 1.414 \times 170 = 240\text{V}$$

b. 每运动一圈磁体就完成一个周期，每圈的周期为：

$$T = 1/6000\text{min} = 60/6000\text{s} = 0.01\text{s} = 10\text{ms}$$

频率为：

$$f = 1/T = 1/0.01 = 100\text{Hz}$$

c. 相位角 90°对应 1/4 周的时间间隔，即 10ms/4 = 2.5ms。因此有，E_{b2} 滞后 E_{a1} 2.5ms。◀

8.5　二相发电机的输出功率

分别在 A 相和 B 相上连接一个相同的电阻性负载（见图 8-7a），电阻上分别流过电流 I_a 和 I_b，它们分别与 E_{a1} 和 E_{b2} 同相。因此，电流的相位角各自相差 90°（见图 8-7b）。这意味着 I_a 比 I_b 早 1/4 个周期达到其峰值。因此，发电机将输出二相的电功率。

电阻上的瞬时功率等于瞬时电压乘以瞬时电流，这两种功率波形如图 8-8 所示。注意到当 A 相的功率达到最大值时，B 相的为 0，反之亦然。如同时计算两相的瞬时功率，发现合成功率为常量且等于单相峰值功率 P_m。换句话说，整个二相发电机的功率输出在每

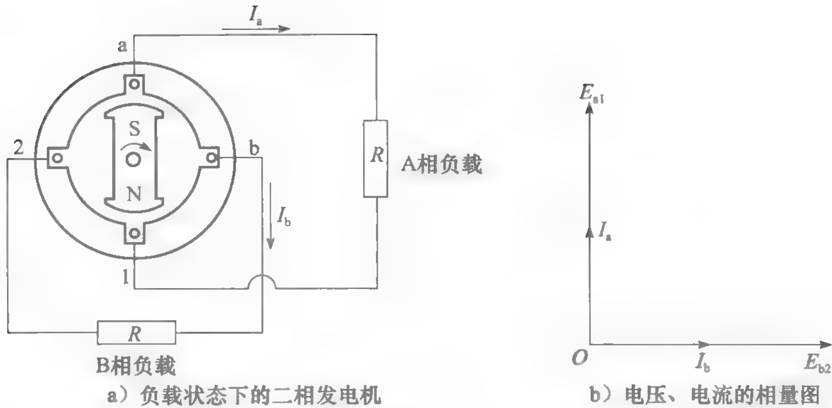


图 8-7　二相发电机的电压、电流关系

个时刻都保持不变，结果驱动发电机的机械功率也同样是守恒的。二相发电机不振动因此噪声低；它的另一个优点是：电机尺寸不变，增加一组线圈，输出功率可增加了一倍。

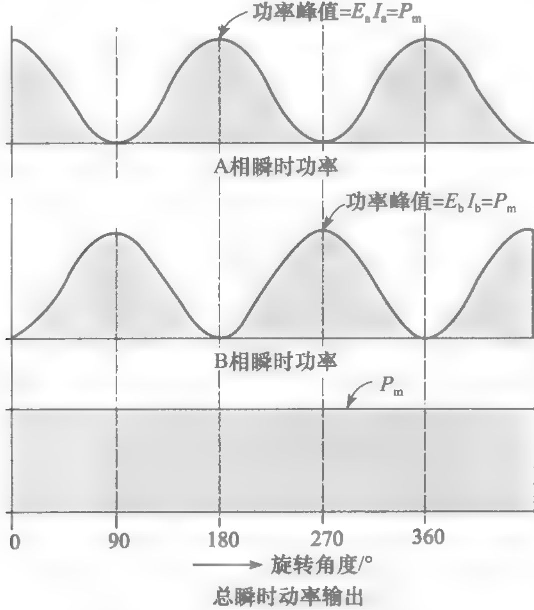


图 8-8　二相发电机产生的电功率

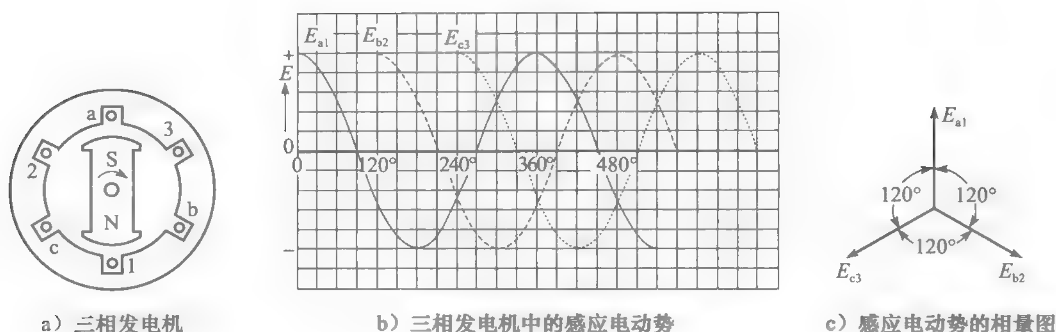
8.6　三相发电机

三相发电机与二相发电机相似，除了转子上有三个对称的线圈而非两个。三个线圈 a-1，b-2，c-3 相错 120°放置，如图 8-9a 所示。

当磁体恒速旋转时，三个线圈中的感应电动势相同，但峰值出现的时刻有差异。当磁体在如图 8-9a 所示的位置出现时，只有 E_{a1} 出现最大值。

在转子转过 120°后，E_{b2} 将会达到它的最大值。同样，在转子从初始位置转过 240°后，E_{c3} 将会达到它的最大值。

因此，三相定子电压 E_{a1}、E_{b2}、E_{c3} 为各自相差 120°的正弦波，如图 8-9b 所示，图 8-9c 为相量图。

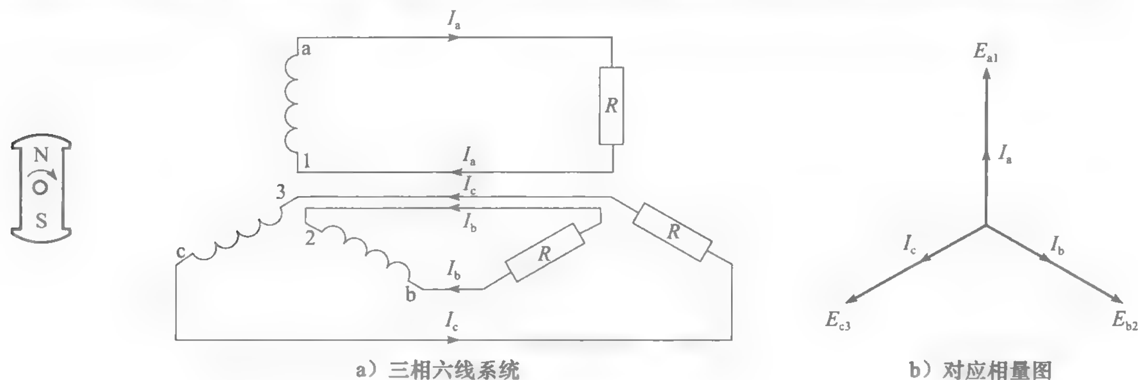


a）三相发电机 b）三相发电机中的感应电动势 c）感应电动势的相量图

图 8-9 三相发电机及其感应电动势

8.7 三相发电机的输出功率

在发电机的三相线圈上串接上三相电阻，将功率传输到各相负载上（如图 8-10a 所示）。电流 I_a、I_b、I_c 各自分别与 E_{a1}、E_{b2}、E_{c3} 同相位。因为电阻值相等，因此各电流具有相同的数值，但相差 120°的相位（图 8-10b）。事实上，相位的差异只是表示它们在不同的时刻达到峰值。



a）三相六线系统 b）对应相量图

图 8-10 三相发电机

供给每个电阻的瞬时功率的值在 0 和最大值 P_m 间波动。由于电压间的相位角的差异，三相电阻的功率峰值不会在同时出现。若将三个电阻上瞬时功率相加，其叠加功率是恒值，这与二相发电机相同。三相发电机的总的输出功率的幅值为 $1.5P_m$。因为电能输出为恒值，要求传输给转子的机械功率也是恒定值，因此三相发电机运行时不会震动。而且，将发电机与负载相连的传输线路上的功率也是恒定值。

例 8-2 如图 8-10a 所示的三相发电机上连接有 3 个 20Ω 的电阻负载，若每相电压有效值为 120V，计算：

a. 每个电阻消耗的功率；

b. 三相负载消耗的功率；

c. 每相电阻消耗的最大功率 P_m；

d. 全部三相功率与的 P_m 比值。

解 a. 每个单相负载上的电阻皆有 120V 的电压，在每个电阻上消耗功率为：

$$P = E^2/R = 120^2/20\text{W} = 720\text{W}$$

b. 三相负载上消耗的全部功率为：

$$P_T = 3P = 3 \times 720\text{W} = 2160\text{W}$$

该功率始终保持恒定。

c. 单个电阻上的电压峰值为：

$$E_m = \sqrt{2}E = \sqrt{2} \times 120\text{V} = 169.7\text{V}$$

每个电阻上的峰值电流为：

$$I_m = E_m/R = 169.7/20\text{A} = 8.485\text{A}$$

各电阻上的峰值功率为：

$$P_m = E_m I_m = 169.7 \times 8.485\text{W} = 1440\text{W}$$

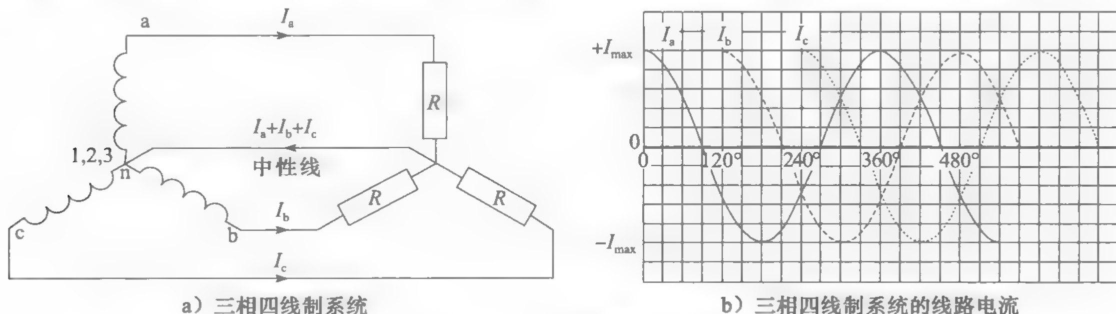
d. P_T 与 P_m 中的比值

$$P_T/P_m = 2160/1440 = 1.5$$

因此，不管每个电阻的功率在 0 和最大值 1440W 间如何变化，所有三个电阻上的总功率不会发生变化。 ◄

8.8 Y联结

如图 8-10 所示的三个单相电路在电路上是独立的。可将三个回流导体连接在一起形成一个单一的回流导体，这可以将传输导体的线路数从 6 减小为 4（见图 8-11a）。这个回流导体叫做中性线，它上面流过的电流为（$I_a+I_b+I_c$）。图 8-11b 表明，在每一个时刻三个回流的代数和总是为 0。比如，当相应于 240°位置时，$I_c=I_{max}$，$I_b=I_a=-0.5I_{max}$，故 $I_a+I_b+I_c=0$。用图 8-10b 的相量计算也可以得到相同的结果，电流和总是为 0。



a）三相四线制系统　　b）三相四线制系统的线路电流

图 8-11　三相变压器的Y联结

由上面分析可知，当移开中性线时，对于电路中的电压和电流都不会有所影响（图 8-12）。这样做大大降低了成本，因为导体数从 6 减少到了 3。然而，图 8-11a 中的负载应该是对称的以使能够移去中性线。若负载三相不对称，中性线的缺失将会在联结处产生不平衡电压。

图 8-12 所示的电路（由发电机、传输线路和负载组成）叫做三相三线制系统。发电机和负载都是以Y形方式联结，因为三个分支很像字母“Y”。实际上，许多人更愿意用“星形联结”这个术语。

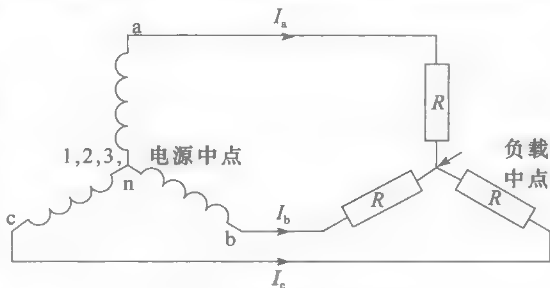


图 8-12　三相三线制的系统

如图 8.11a 所示电路为三相四线制系统，在此系统中的中性线导体截面积通常与线路导体相同或更小。三相四线制系统广泛地用来向商业和工业客户供电。线路导体通常被称为相，与用在发电机线圈上的术语相同。

8.9 电压关系

考虑图 8-13a 所示发电机中星形联结的电枢线圈，每个线圈中的感应电压值 E_{LN} 用

图 8-13b中所示的相量的长度来衡量。各相相对中性线的电压用相量 E_{an}，E_{bn}，E_{cn}表示。由图 8-13a，可以根据基尔霍夫定律写出线电压 E_{ab}，E_{bc}，E_{ca}的表达式：

$$E_{ab}=E_{an}+E_{nb}=E_{an}-E_{bn} \tag{8.1}$$

$$E_{bc}=E_{bn}+E_{nc}=E_{bn}-E_{cn} \tag{8.2}$$

$$E_{ca}=E_{cn}+E_{na}=E_{cn}-E_{an} \tag{8.3}$$

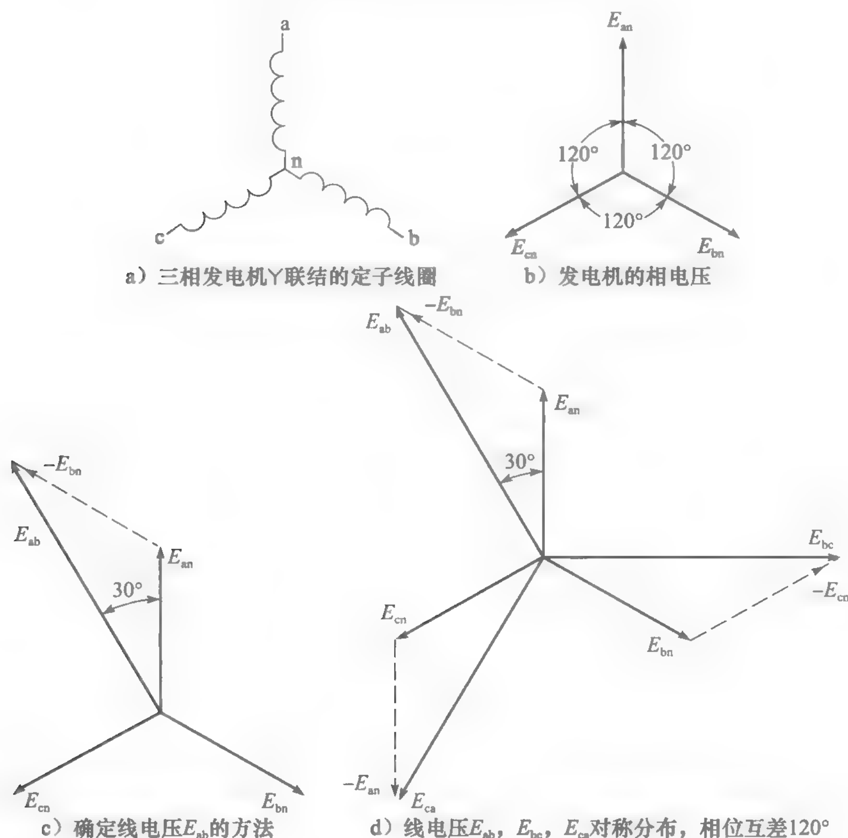


图 8-13　Y联结的三相变压器电压关系图

由式（8.1）可得线电压 E_{ab}可表示如下

$$E_{ab}=E_{an}-E_{bn}=E_{an}+(-E_{bn})$$

如图 8-13c 所示，E_{ab}超前 E_{an} 30°。相电压相量的长度为 E_{LN}，可通过三角关系得到线电压相量 E_{ab}的长度 E_L 为：

$$E_{ab}=2\times E_{LN}\cos30°E_L=2\times E_{LN}\sqrt{3}/2=\sqrt{3}E_{LN}$$

即线电压是相电压的$\sqrt{3}$倍。

$$E_L=\sqrt{3}E_{LN} \tag{8.4}$$

式中，E_L＝线电压的有效值（V）；E_{LN}＝相电压的有效值（V）；$\sqrt{3}$＝常数。

由于三相系统的对称性，可得出发电机任何两端间的线电压为$\sqrt{3}E_{LN}$。根据式（8.1）、式（8.2）和式（8.3），在图 8-13d 上画出了 3 个线电压相量 E_{ab}、E_{bc}和 E_{ca}。这些线电压的幅值相等，相位各相差 120°。

这个结果的进一步阐述，图 8-14 显示了三相发电机各端间的电压，其相电压为100V，线电压为 $100\sqrt{3}$＝173V，a、b、c 间的电压构成一个三相系统。

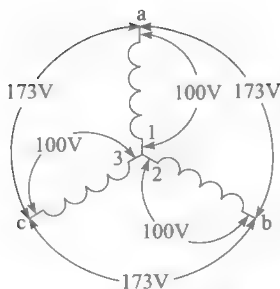


图 8-14 Y联结的发电机的感应电动势

例 8-3 一台三相、频率为 60Hz 的发电机，Y联结，产生的线电压为 23 900V。求：

a. 相电压；

b. 各线圈中的感应电动势；

c. A 相电压的峰值和 B 相电压峰值间的时间间隔；

d. 线电压的峰值。

解 a. 相电压为：

$$E_{LN} = E_L/\sqrt{3} = 23\,900/\sqrt{3} = 13\,800\text{V}$$

b. 线圈Y联结，每个线圈中的感应电动势为 13 800V；

c. 每个完整的一周需要时间 1/60s，结果每相角 120°对应的时间间隔为 T=5.55ms；因此，每间隔 5.55ms 就会出现一个正向的峰值电压；

$$T = \frac{120}{360} \times \frac{1}{60} = 1/180\text{s} = 5.55\text{ms}$$

d. 线电压峰值为：

$$E_m = \sqrt{2}E_L = 1.414 \times 23\,900 = 33\,800\text{V}$$

如图 8-11 所示，Y联结的负载上存在相同的电压关系。换句话说，线电压是相电压的 $\sqrt{3}$倍。◀

例 8-4 图 8-12 所示的发电机产生的线电压为 865V，每相负载电阻值为 50Ω。求：

a. 每个电阻两端的电压值；

b. 每个电阻中的电流值；

c. 发电机的全部功率输出。

解 a. 每个电阻上的电压值为：

$$E_{LN} = E_L\sqrt{3} = 865/\sqrt{3} = 500\text{V}$$

b. 每个电阻中的电流值为：

$$I = E_{LN}/R = 500/50 = 10\text{A}$$

所有的线电流都是 10A。

c. 每个电阻吸收的功率为：

$$P = E_{LN}I = 500 \times 10 = 5000\text{W}$$

发电机输出到三个电阻上的功率为：

$$P = 3 \times 5000 = 15\text{kW}$$ ◀

8.10 △联结

当线电压和线电流对称时，三相负载也是对称的。三相对称阻抗连接在三相线路上，这种情况通常在三相电路中都会碰到。

这三个阻抗既可以Y联结，也可以△联结（见图 8-15a），线电压由外部发电机产生。

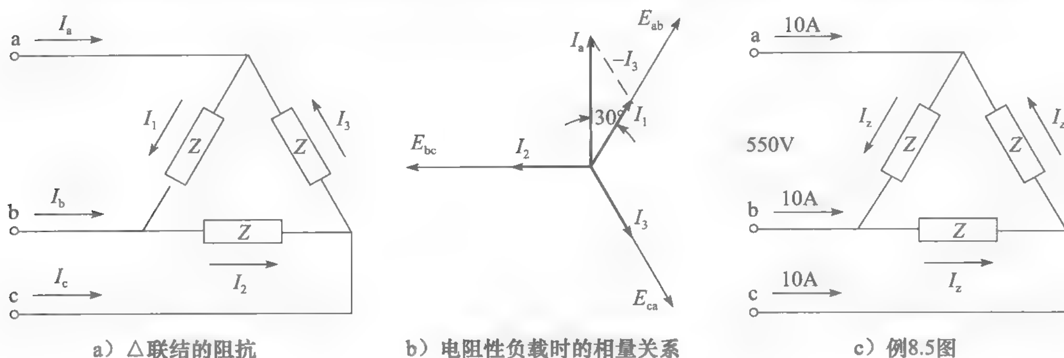


图 8-15　△联结与三相变压器电流关系图

电阻性负载时，可用△联结的方式去决定电压和电流间的关系。电阻电流 I_1、I_2 和 I_3 与线电压 E_{ba}、E_{bc}、E_{ca}同相位。根据基尔霍夫定律，线电流用以下公式给出：

$$I_a = I_1 - I_3 \tag{8.5}$$

$$I_b = I_2 - I_1 \tag{8.6}$$

$$I_c = I_3 - I_2 \tag{8.7}$$

设每个△联结负载上的分支电流都为 I_Z，其幅值与相量 I_1、I_2、I_3 相同；设线路上的电流值为 I_L，与相量 I_a、I_b、I_c 的幅值相同。根据前面 8.5 的方程式，可画出向量 I_a，则合成相量图表示出 I_a 领先 I_1 30°（见图 8-15b）。根据三角形关系，可得：

$$I_L = 2 \times I_z \cos 30° = 2 \times I_z \sqrt{3}/2 = \sqrt{3} I_z$$

线电流为△联结中每个支路电流的$\sqrt{3}$倍：

$$I_L = \sqrt{3} I_z \tag{8.8}$$

其中，I_L 是线电流的有效值（A）；I_Z 是△联结中每个支路电流的有效值。

可用同样方法得出相量 I_b、I_c 的幅值和位置，因此可以观察到三个线电流幅值相等，且各相差 120°相位。

表 8-1 概括了Y联结和△联结负载上电压和电流的基本关系，对于任何负载（电阻、电容、电感、电动机绕组、发电机绕组等）来说，只要是三相对称的，这些关系都是适用的。换句话说，表 8-1 中的关系可以应用于任何三相平衡负载中。

表 8-1　3 相电路中电压与电流的关系

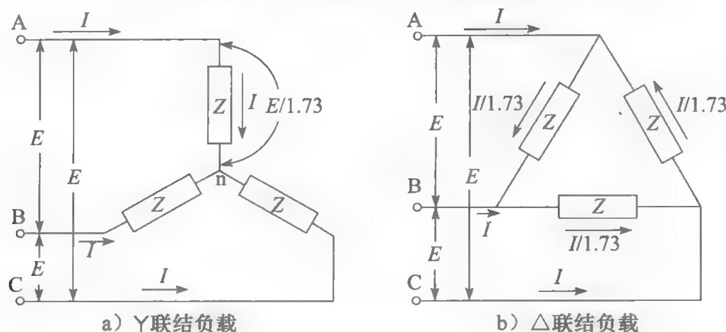


图　8 16

（续）

• 每个负载中的电流等于线电流 I	• 每个负载中的电流等于线电流的 $1/\sqrt{3}$倍
• 每个负载两端的电压等于线电压的 $1/\sqrt{3}$倍	• 每个负载中的电压等于线电压
• 各相电压相位差 120°	• 各相电压相位差 120°
• 各相电流相位差 120°	• 各相电流相位差 120°

例 8-5 三相对称△联结的阻抗连到三相电源上，线电压 550V（见图 8-15c）。如果线电流为 10A，计算：

a. 各阻抗中的电流；

b. 各阻抗的阻值（Ω）。

解 a. 各阻抗中的电流：

$$I_z = 10\sqrt{3} = 5.77\text{A}$$

b. 每个阻抗上的电压为 550V，从而：

$$Z = E/I_z = 550/5.77 = 95\Omega$$

◀

8.11 三相线路的传输功率

单相电路的视在功率等于电压 E 乘电流 I，那么线电压为 E，线电流为 I 的三相电路的视在功率如何计算呢?

参考图 8-16a 所示的Y联结负载，各支路的视在功率为：

$$S_z = \frac{E}{\sqrt{3}} \times I$$

因此，所有三相支路的视在功率等于 3 倍的上述值：

$$S = \frac{E}{\sqrt{3}} \times I \times 3 = \sqrt{3}EI$$

△联结的负载中（见图 8-16b），每相的视在功率为：

$$S_z = E \times \frac{I}{\sqrt{3}}$$

这与负载Y联结时的情况相同，因此，总视在功率为：

$$S = \sqrt{3}EI \tag{8.9}$$

其中，S 是三相电路中的总视在功率（V · A）；E 是线电压的有效值（V）；I 是线电流的有效值（A）。

8.12 三相电路中的有功、无功和视在功率

不论对于三相电路还是单相电路，有功功率 P、无功功率 Q 和视在功率 S 之间的关系相同，因此有如下关系：

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{8.10}$$

$$\cos\theta = P/S \tag{8.11}$$

其中，S 是三相总视在功率（V · A）；P 是三相总有功功率（W）；Q 是三相总无功功率(var)；$\cos\theta$ 是三相负载的功率因数；θ 是线电流和相电压间的相位角（°）。

例 8-6 一台三相电动机，连接在 440V 的线电压上，产生 5A 的线电流。若电动机的功率因数为 0.8，计算：

a. 总视在功率；

b. 总有功功率；

c. 电机吸收的总无功功率。

解 a. 总视在功率为：

$$S = \sqrt{3}EI = \sqrt{3} \times 440 \times 5 = 3811\text{V} \cdot \text{A} = 3.81\text{kV} \cdot \text{A}$$

b. 总有功功率为：

$$P = S\cos\theta = 3.81 \times 0.80 = 3.05\text{kW}$$

c. 总无功功率为：

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{3.81^2 - 3.05^2} = 2.28\text{kvar}$$ ◀

8.13 三相电路的计算

三相平衡的负载可以被认为是由三个对称的单相负载组合而成。因此，解决三相电路最简单的方式是考虑单相系统，以下例子阐述了该方法。

例 8-7 Y联结中三相对称电阻消耗的功率为 3000W，线电压为 550V（见图 8-17）。求：

a. 各线路上的电流；

b. 各电阻的阻值。

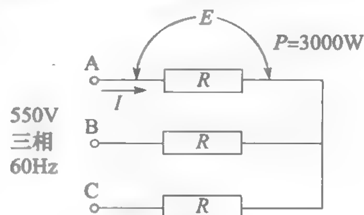


图 8-17 例 8-7 图

解 a. 各电阻消耗的功率为：

$$P = 3000\text{W}/3 = 1000\text{W}$$

每个电阻两端的电压为：

$$E = 550\text{V}/\sqrt{3} = 318\text{V}$$

每个电阻上的电流为：

$$I = P/E = 1000\text{W}/318\text{V} = 3.15\text{A}$$

b. 每个相电阻值为：

$$R = E/I = 318/3.15 = 101\Omega$$ ◀

例 8-8 在图 8-18 所示的电路中，计算：

a. 各电路上的电流；

b. 电感两端的电压。

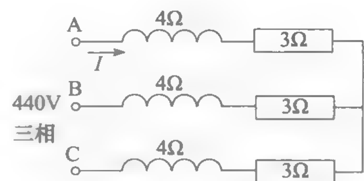


图 8-18 例 8-8 图

解 a. 每个支路上的感应阻抗 $X_L = 4\Omega$，电阻 $R = 3\Omega$，从而各支路上的阻抗为：

$$Z = \sqrt{4^2 + 3^2} = 5\Omega$$

各支路上的电压为：

$$E_{LN} = E_L/\sqrt{3} = 440\text{V}/\sqrt{3} = 254\text{V}$$

各电路元件上的电流为：

$$I = E_{LN}/Z = 254/5 = 50.8\text{A}$$

（50.8A 也为线电流）

b. 电感两端的电压值为：

$$E = IX_L = 50.8 \times 4 = 203.2\text{V}$$ ◀

例 8-9 △联结的三相线路，550V，60Hz，上面连接有三相对称电容（见图 8-19）。若线电流为 22A，计算各电容的电容值：

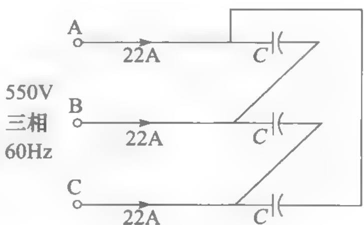


图 8-19 例 8-9 图

解 各电容的电流为：

$$I = I_L/\sqrt{3} = 22\text{A}/\sqrt{3} = 12.7\text{A}$$

电容两端电压为：550V；

每个电容的容抗值为：

$$X_C = E_L/I = 550/12.7 = 43.3\Omega$$

各电容的电容值为：

$$C = 1/2\pi f X_C = 1/(2\pi \times 60 \times 43.3) = 61.3\mu F$$

◀

8.14 工业负载

大多数情况下，我们不知道某个三相负载是△联结或者是Y联结。比如，三相电动机、发电机、变压器、电容等，通常只有三个出线端，从而无法了解内部是如何连接的。在这种情况下，可简单假设为Y联结（Y联结比△联结处理起来更加简单）。

Y联结中的每相阻抗即为相阻抗，每相电压为线电压除以$\sqrt{3}$，而相电流等于线电流。

假设Y联结不仅可以用于单独的负载，同样可用于整体的负载中心，如一个包含电机、电灯、加热器、加热炉的工厂等。我们可简单假设负荷中心以星形方式连接，这样就可以用寻常的计算方式处理了。

例 8-10 一个加工厂与功率为 415kV·A、电压为 2400V（线电压）的三相线路相连（见图 8-20a），若工厂的功率因数为 87.5%，计算以下问题：

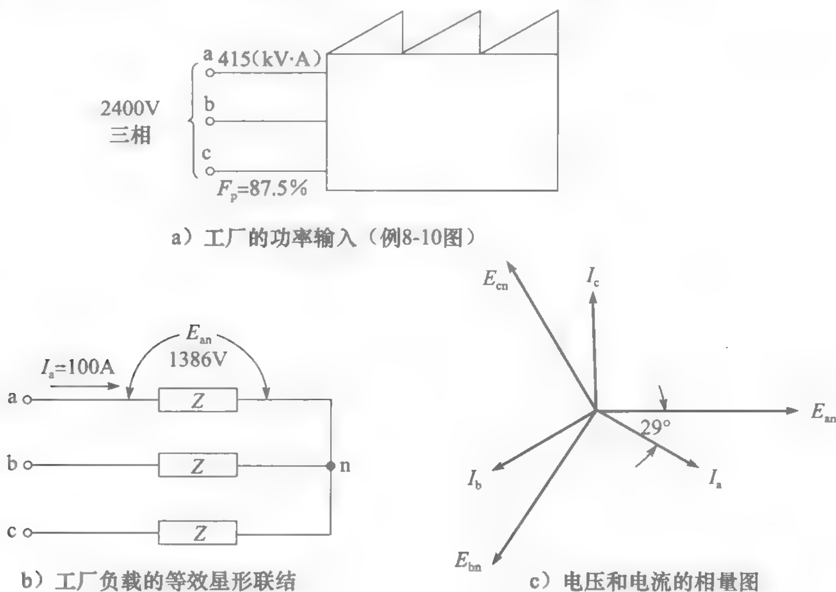


图 8-20 例 10-8 图

a. 工厂每相的阻抗；

b. 线电流与相电压之间的相位角；

c. 工厂的完整的相量图。

解 a. 假设Y联结的三相对称阻抗为 Z，则支路电压为：

$$E = 2400/\sqrt{3} = 1386V$$

每条支路上的电流为：

$$I = S/(E\sqrt{3}) = 415\,000/(2400\sqrt{3}) = 100A$$

每条支路上的阻抗为：

$$Z = E/I = 1386/100 = 13.9\Omega$$

b. 在相电压（1386V）和对应线电流（100V）之间的相位角由下式给出

$$\cos\theta = \text{功率因数} = 0.875$$
$$\theta = 29°$$

线电流滞后于相电压 29°。

c. 完整的相量图由图 8-20c 给出。实际上，只给出了一相，比如，E_{an}，I_a 以及他们之间的相位角。◀

例 8-11 一台 5000hp，星形联结的三相电动机连在三相，4000V（线电压），60Hz 的线路上（图 8-21），一△联结的电容器组也连在线路上，额定功率为 1800kvar。如果电机产生 3594hp 的输出功率，且效率为 0.93，功率因数为 90%（滞后），求：

a. 电动机吸收的有功功率；
b. 电动机吸收的无功功率；
c. 传输线路提供的无功功率；
d. 传输线路提供的视在功率；
e. 传输线电流；
f. 电动机线电流；
g. 画出一相的完整相量图。

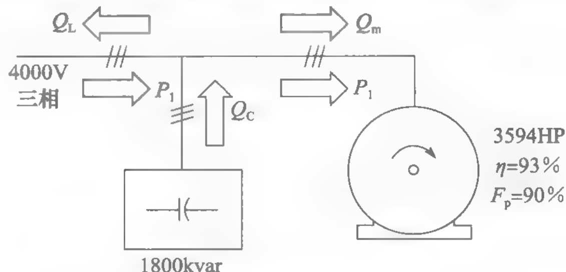


图 8-21 工业电动机和电容器（例 8-11 图）

解 a. 输出 3594hp 相当于

$$P_2 = 3594 \times 0.746 = 2681\text{kW}$$

输入电动机的有功功率为：

$$P_m = P_2/\eta = 2681/0.93 = 2883\text{kW}$$

b. 电动机吸收的视在功率为：

$$S_m = P_m/\cos\theta = 2883/0.90 = 3203\text{kV} \cdot \text{A}$$

电动机吸收的无功功率为：

$$Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2} = \sqrt{3203^2 - 2883^2} = 1395\text{kvar}$$

c. 电容器组提供的无功功率

$$Q_C = -1800\text{kvar}$$

负载吸收的全部无功功率

$$Q_L = Q_C + Q_m = -1800 + 1395 = -405\text{kvar}$$

本例中有无功功率返回线路，这种情况是不常见的，多数情况下电容器组提供的无功功率不会超过 Q_m。

d. 线路提供的有功功率为：

$$P_L = P_m = 2883\text{kW}$$

线路提供的视在功率为：

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2} = \sqrt{2883^2 + (-405)^2} = 2911\text{kV} \cdot \text{A}$$

e. 传输线路电流为：

$$I_L = S_L/(E_L\sqrt{3}) = 2\,911\,000/(\sqrt{3} \times 4000) = 420\text{A}$$

f. 电机线电流为：

$$I_m = S_m/(E_L\sqrt{3}) = 3\,203\,000/(\sqrt{3} \times 4000) = 462\text{A}$$

g. 相电压为：

$$E_{LN}=4000/\sqrt{3}=2309\text{V}$$

电动机电流和相电压之间的相位角为：

$$\cos\theta = \text{功率因数} = 0.9$$

$$\theta = 25.8°$$

（电动机电流滞后电压 25.8°，图 8-22a 所示）

电容器组的线电流

$$I_C = Q_C/(E_L\sqrt{3}) = 1\,800\,000/(\sqrt{3}\times 4000) = 260\text{A}$$

I_C 应该被放在相量图的哪个位置呢？这个问题非常重要。因为电容器组是△联结，假设电动机是星形联结。若考虑电容器组中的实际电流，则会产生不必要的相位角。因此，若电容器组星形联结（若产生相同的无功功率），则线电流就会超前 E_{LN} 90°。从而，可画出 I_C 超前 E_{LN} 90°，这个是相量 I_C 的正确位置而不论电容器组内部是如何连接的。

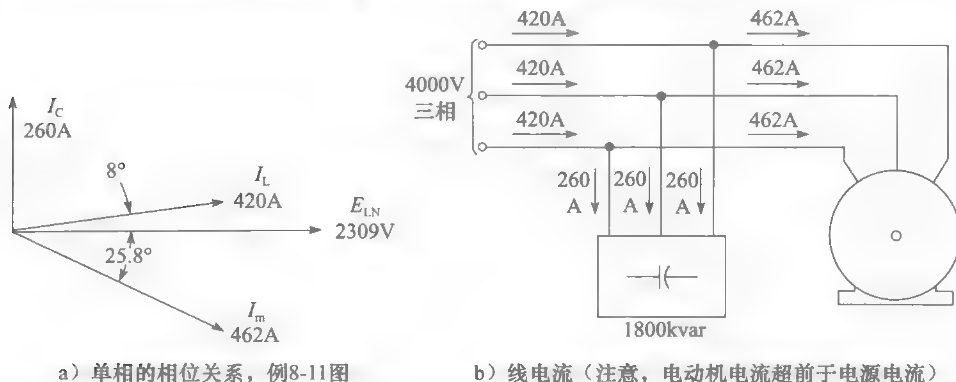
传输线路电流与 E_{LN} 之间的相位角为：

$$\cos\theta_L = P_L/S_L = 2883/2911 = 0.99$$

$$\theta_L = 8°$$

因为电容器组供应的功率超过电机吸收的功率，线电流（420A）超前电压 E_{LN} 8°。

图 8-22a 为单相时的相量图，图 8-22b 为电路图和电流流向。



a）单相的相位关系，例8-11图　　b）线电流（注意，电动机电流超前于电源电流）

图 8-22　例 8-11 图

我们假设了电路是星形联结，而不管它实际的连接状态，这个非常重要。通过假设所有电路元件均为星形联结，可简化计算，避免出错。

因此，读者很容易注意到三相中有功、无功和视在功率等问题的解答。电阻、电机和电容等装置的阻抗值很少出现在铭牌上。这是因为大多数工业负荷包括电动机、电炉、灯等很少用电阻和电抗来表述。它们通常用吸收的功率及功率因数来表示。

这种情况与三相传输线路有些不同。在这里我们可以定义电抗和电阻值，因为参数是固定的。同样的结论可用于用等效电路来描述如感应电动机和同步电机等单个电机的运行情况。

总之，三相电路的解法包括了无功功率和有功功率或者 R、L、C 等元件，或者两者都包括。◀

8.15　相序

除了线电压和频率，三相系统有另外一个重要的特性叫做相序。相序之所以重要，是因为它决定了三相电机的旋转方向以及一个三相系统是否可以与另一个三相系统并联。因而，在一个三相系统中，相序与频率和电压一样重要。

相序即是三相线电压先后达到峰值的顺序。

通过以下分析方法，可直观地理解相序的概念。

假设将 a、b、c 字母按间隔 120°印制在缓慢旋转的转盘上（见图 8-23），如果转盘逆时针旋转，字母出现的顺序为 a-b-c-a-b-c，则称为正序。可以用 abc、bca、cab 中的任一种来表述正序。

如果这个轮盘按照顺时针方向旋转，次序变为：a-c-b-a-c-b……（见图 8-24），则称为负序，这它也可以用 acb、cba、bac 中的任一种来表述。很明显，正序和负序是不同的。

假设互换转盘上的任何两个字母，仍保持相同的逆时针转向。若字母 a 和 c 改变了，则结果就如图 8-25 所示。顺序就变成：c-b-a-c-b-a……这跟图 8-24 中的转盘产生的负序相同。

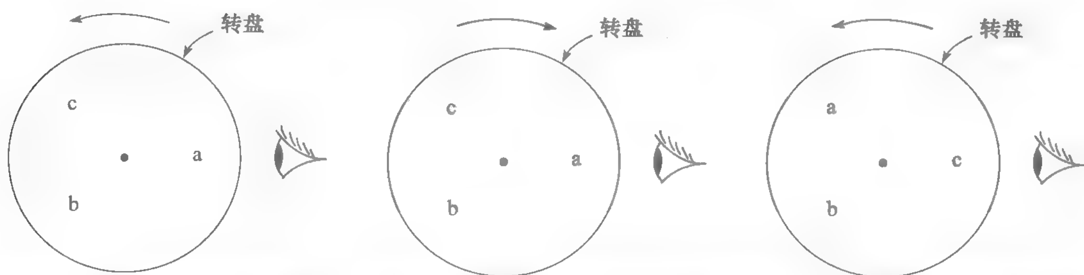
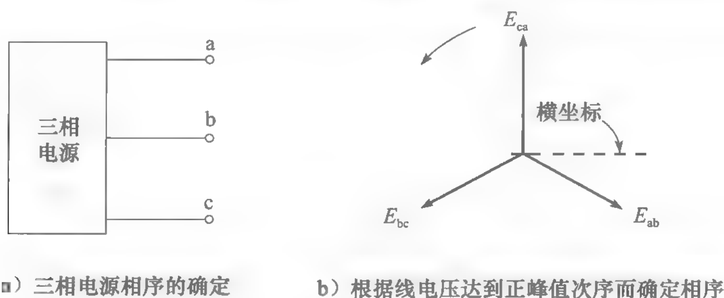


图 8-23　按照 a-b-c 的顺序排列　　图 8-24　按照 a-c-b 的顺序排列　　图 8-25　按照 a c b 的顺序排列

可以得出结论：转向不变，通过简单改变两个字母位置便可以将正序改为负序。反之亦然。

下面分析三端为 a、b、c 的三相电源，设线电压 E_{ab}、E_{bc}、E_{ca} 由图 8-26b 所示的旋转相量所表示，当它们沿逆时针反向扫过水平轴时，遵守着序列 E_{ab}-E_{bc}-E_{ca}-E_{ab}-E_{bc}……

注意下标的第一个字母，就会发现序列：a-b-c-a-b-c……图 8-26a 所示电源的相序为 a-b-c。因此，可以得出以下规则：当使用双下标念时，第一个下标次序即为电源的相序。



a）三相电源相序的确定　　b）根据线电压达到正峰值次序而确定相序

图 8-26　三相电源的相序

例 8-12　在图 8-27 中，电源的相序为 A-C-B，画出线电压的相量图。

解　电压相序为 A-C-B，与相序为 AC-CB-BA-AC……时一样。因此线电压的相序为 E_{AC}-E_{CB}-E_{BA}，且其对应的相量图为图 8-27 所示。可以通过改变任何两个导体而改变三相的相序。尽管这只是一个小小的改变，但当大容量母线或高压传输线路被改变时，可能带来大问题。实际上，已经采取了措施保证最终不会发生这种改变。所有配电系统的相序都是事先知道的，应该按这种相序连接负载。◀

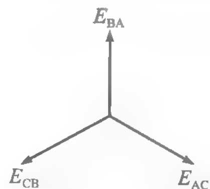


图 8-27　例 8-12 图

8.16 相序的确定

用特殊的测量仪器可分辨相序，也可仅用两只白炽灯和一只电容分辨相序。将这三个器件以星形方式联结并接在三相电源线上（不连接中性线），一盏灯总是会比另一盏亮，相序总是如下：较亮的灯-昏暗的灯-电容器。

假设上述星形方式连接的电容/灯电路连接在三相电源线上，如图 8-28a 所示。如果连接在 C 相上的灯较亮，那么相序为 CB-BA-AC，用另一种表示方式便是 E_{CB}、E_{BA}、E_{AC}。对应的相量如图 8-28 所示。

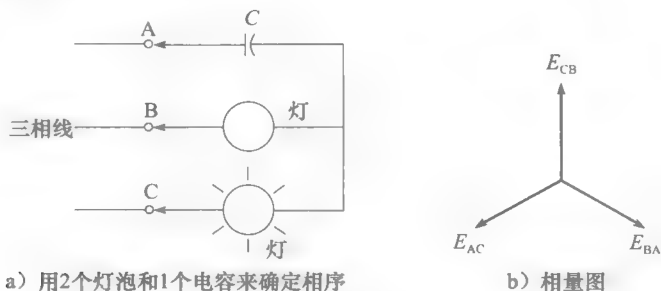


图 8-28 相序的确定

8.17 交流电路的功率测量

功率表可用来测量三相和单相电路中的有功功率。

由于它的外部连接性以及它的结构，一个功率表可以被认为是将一个伏特表和一个安培表连接在一个盒子里。因此，它有着两个电压端子和电流端子。电压端子和电流端子各有其正负符号，这符号为功率表读数正或负的极性标志。因此，当电压端子是正极性，而电流也流入正极性电流端，则功率表的读数为正。

电压和电流的最大值显示在铭牌上。

在图 8-29 所示的单相电路中，当电源和负载连接在一起时指针就会向上移动。此时的电流端与电压端连在一起。当功率表以这种方式连接在一起的时候，功率表读数变大表明功率从电源端 1、2 流向负载端 3、4。

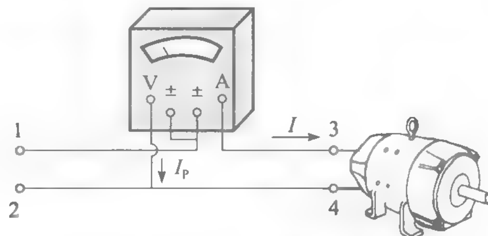


图 8-29 单相功率表的连接法

8.18 三相三线制电路的功率测量

在三相三线制系统中，供给三相负载的有功功率可以用两个单相功率表测量，如图 8-30 所示。总功率等于两个功率表的读数和。对于平衡负载，如果功率因数低于 100%，则仪器便会给出不同的读数。若功率因数低于 50%，则其中一个功率表会出现负的读数。由此，应将电压线圈反接，以便读出该数值。这种情况下，三相电路的功率等于两个功率表的读数之差。

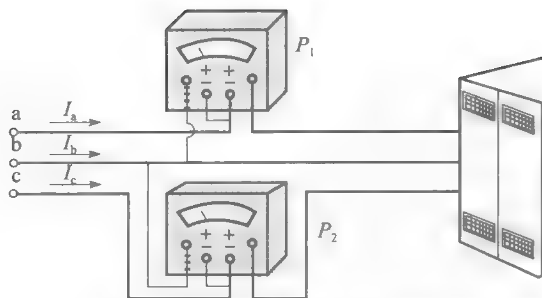


图 8-30 用二功率表法测量三相三线制电路的功率

这两个功率表给出了吸收的有功功率，而不管负载是否平衡。

例 8-13 一台 10hp，三相电动机，其满载实验有如下结果：$P_1=+5950\text{W}$；$P_2=+2380\text{W}$；三相线路上的线电流均为 10A，线电压都为 600V，计算电动机的功率因数。

解 供给电动机的视在功率为：

$$S=\sqrt{3}EI=\sqrt{3}\times 600\times 10=10\,390\text{V}\cdot\text{A}$$

供给电动机的有功功率为：

$$P=5950+2380=8330\text{W}$$

$$\cos\theta=P/S=8330/10\,390=0.80\text{，或 }80\%$$

◀

例 8-14 当例 8-13 中的电动机空载运行时，线电流就会降到 3.6A，功率表的读数为 $P_1=+1295\text{W}$，$P_2=-845\text{W}$，计算空载情况下的损耗和功率因数。

解 供应给电机的视在功率：

$$S=\sqrt{3}EI=\sqrt{3}\times 600\times 3.6=3741\text{V}\cdot\text{A}$$

空载损耗为：

$$P=P_1+P_2=1295-845=450\text{W}$$

功率因数$=P/S=450/3741=0.12=12\%$

◀

8.19 三相四线制电路的功率测量

在三相四线制中，需要 3 个单相功率表去测量总功率，如图 8-31 所示连接。应将±电流端连接到±电压端。当功率表按照这种方法连接时，读数增加意味着有功功率从电源 A、B、C、N 流到了负载上。

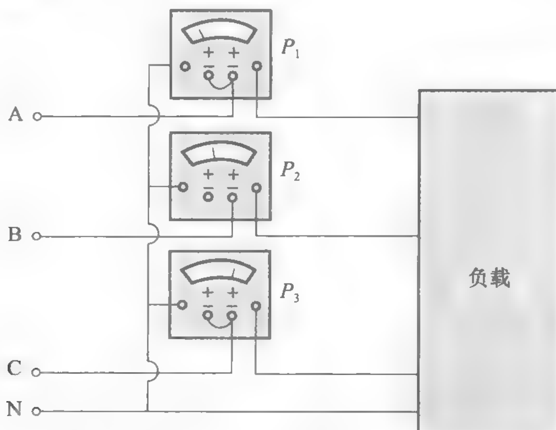


图 8-31 测量三相四线制电路的功率

负载吸收的总功率等于3个功率表读数之和。三功率表法可测量平衡或不平衡电路的有功功率。

用在配电盘上的某些功率表，使用了比较特殊的设计可以直接给出三相功率的直接读数。图8-32显示了一个在发电厂可以测量兆瓦级功率的电路。可使用电流互感器和电压互感器降低线电压和线电流的数值，以便与仪器的测量范围相匹配。

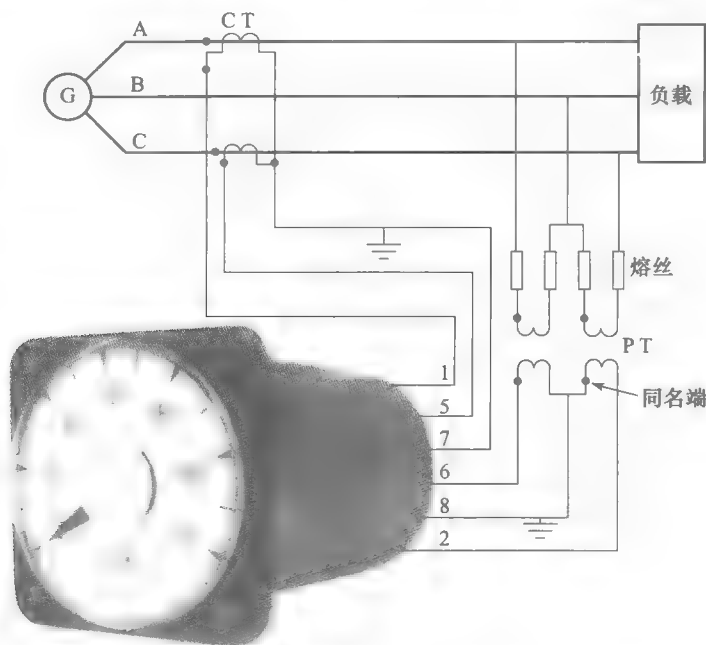


图8-32 测量高功率电路中的有功功率

8.20 无功功率表

无功功率表用来测量电路中的无功功率，它与有功功率表有着相似的构造，但是内部的一个电路使得加在电势线圈上的电压改变了90°。无功功率表主要被用在发电站的控制室内，以及变电站的电力设备和大型工业企业中。

在三相三线制平衡电路中，可以用两只有功功率表的读数来计算无功功率，只要将两只有功功率表读数之差乘以$\sqrt{3}$即可。比如，如果两只有功功率表读数为+5950W和+2380W，则无功功率为$(5950-2380)\times\sqrt{3}=6176$var。这种方法只有在三相平衡电路中才会有效。

8.21 从单相转换成三相

有时会遇到将一个阻性大负载连接到三相线路上，这会让系统处于很不平衡的状态。然而，通过在其他两条线路上连接一个容性阻抗和感性阻抗就可以平衡三相系统。这两个电抗的数值要比负载大$\sqrt{3}$倍（见图8-33）。按图示方式连接上述负载，线电压E_{12}、E_{23}、E_{31}的相序为1-2-3-1。如电容和电感的连接位置改变，则三相系统会完全不平衡。

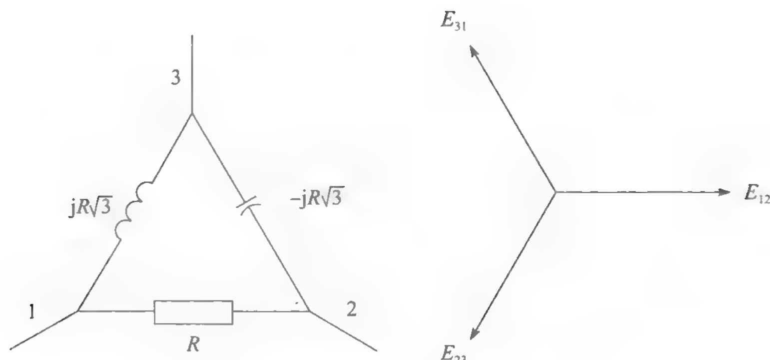


图 8-33　单相阻性负载可以转化为平衡三相负载

例 8-15　一个 800kW 的单相负载连接三相线路的相 1 和 2 之间，其中 $E_{12}=440\angle 0°$，$E_{23}=440\angle -120°$，$E_{31}=440\angle 120°$，计算负载的电流和线路的电流：

a. 当单相负载连接在三相线路上；

b. 当对称电阻连接在如图 8-34 所示的线路上。

解　a. 单相负载的电阻为：

$$R=\frac{E^2}{P}=\frac{440^2}{800\,000}=0.242\Omega$$

负载中及在其他两条线路中的电流为：

$$I=\frac{E}{R}=\frac{440}{0.242}=1818\text{A}$$

第三条线路中的电流为 0，所以三相系统不平衡；

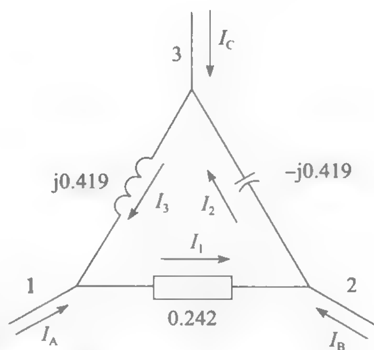


图 8-34　例 8-15 图

b. 通过引入电抗值为 $0.242\sqrt{3}=0.419\Omega$ 的电容和电感，可获得 3 相平衡电路。在图 8-34 中对各个单独元件的支路使用基尔霍夫电压定律，可得到如下结果：

$E_{12}-0.242I_1=0$，则 $I_1=4.13E_{12}=4.13\times 440\angle 0=1817\angle 0°$

$E_{23}+\text{j}0.419I_2=0$，则 $I_2=\text{j}2.38E_{23}=2.38\times 440\angle(-120°+90°)=1047\angle -30°$

$E_{31}-\text{j}0.419I_3=0$，则 $I_3=-\text{j}2.38E_{31}=2.38\times 440\angle(120°+90°-180°)=1047\angle 30°$

用基尔霍夫电流定律于节点 1，2 和 3，可得：

$$\begin{aligned}I_A&=I_1-I_3=1817\angle 0°-1047\angle 30°\\&=1817-907-\text{j}523=1047\angle -30°\\I_B&=I_2-I_1=1047\angle -30°-1817\angle 0°\\&=907-\text{j}523-1817=-907-\text{j}523\\&=1047\angle 210°\\I_C&=I_3-I_2=1047\angle 30°-1047\angle -30°\\&=907+\text{j}523-907+\text{j}523=1047\text{j}\\&=1047\angle 90°\end{aligned}$$

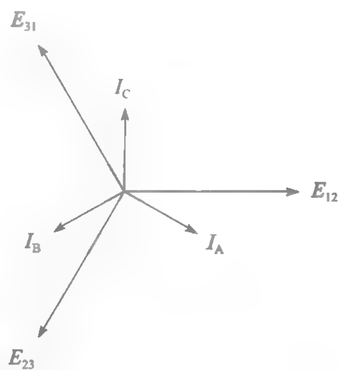


图 8-35　例 8-15 图

因此，I_A、I_B、I_C 组成了平衡的三相系统，因为它们幅值相等且相位各相差 120°。◀

习题

初级

8-1　一台三相星形联结的发电机在每个线圈中感应 2400V 电压，计算线电压。

8-2　图 8-9 所示的发电机每相产生的峰值电压

为 100V。

a. 计算末端 1、a 间在 0°、90°、120°、240°和 330°时的瞬时电压；

b. 在末端 a 和末端 1 之间在上述角度时的瞬时电压的极性；

c. 在上述角度时末端 2 和 b 之间的瞬时电压值。

8-3 根据图 8-9c，向量 E_{b2} 滞后于向量 E_{a1} 120°，能否说 E_{b2} 超前于 E_{a1} 240°？

8-4 图 8-12 中 a-b-c 之间的线电压为 620V，求

a. 各电阻两端的电压；

b. 如果 $R=15\Omega$，各线电流为多少？

c. 计算供给三相负载的功率。

8-5 3 个电阻△联结，如果线电压为 13.2kV，线电流为 1202A，计算：

a. 每个电阻上的电流；

b. 每个电阻两端的电压；

c. 供给每个电阻的功率；

d. 供给三相负载的功率；

e. 每个负载的电阻值。

8-6 a. 图 8-10 中的相序；

b. 通过改变磁体的转向能否改变相序。

8-7 一台三相电动机连接在 600V 的线路上，线电流为 25A，计算供给电动机的视在功率。

8-8 3 个白炽灯的额定功率为 60W，额定电压为 120V，△联结，若要使白炽灯正常发光需要多大的线电压？

8-9 3 个 10Ω 的电阻△联结接在 208V 的三相电压上

a. 供给三相负载的功率为多少；

b. 若每条线路上的熔丝熔断，计算此时供给负载的功率。

8-10 若将三相线路上的一相导体切断，此时负载是由单相电压供电还是由两相电压供电？

8-11 一个三相加热器连接在一个 208V 的三相线路上时，消耗的功率为 15kW，求：

a. 当电阻器星形联结时的线电流为多少？

b. 若电阻器△联结则线电流为多少？

c. 若电阻器星形联结，计算每个电阻的阻值。

8-12 阻性负载接在 100kV・A，4kV 的三相发电机上，满载运行时，若按以下接法，分别计算各电阻的阻值：

a. 星形联结；

b. △联结。

8-13 三相电机的线圈为△联结，若两个末端的电阻为 0.6Ω，则每个线圈的电阻值是多少？

8-14 3 个 24Ω 的电阻用△形联结在 600V 的三相线路，计算当电阻器星形联结时电阻消耗的功率。

8-15 一台 60hp 的三相电动机吸收 50kW 的功率从一个 600V 的三相线路上，若线电流为 60A，计算：

a. 电动机的效率；

b. 电动机吸收的视在功率；

c. 电动机吸收的无功功率；

d. 电动机的功率因素。

8-16 3 个 15Ω 的电阻和 3 个 8Ω 的电抗器如图 8-18 所示连接，若线电压为 530V，计算：

a. 供应给三相负载的有功、无功和视在功率；

b. 每个电阻两端的电压。

8-17 2 个 60W 的灯和 10μF 的电容器星形联结在一起，电路连接在三相 120V 电压 X－Y－Z 端，电容器连在 Y 端，灯连在 X 端时会发出更亮的光。

a. 此时的相序如何？

b. 画出线电压的相量图。

高级

8-18 3 个 10μF 的电容器星形联结在 2300V，60Hz 的线路上，计算：

a. 线电流；

b. 产生的无功功率。

8-19 在 8-17 的问题中，若电容器接在 X 端，哪个灯会更亮些？

8-20 3 个△形联结的电阻器连接在三相线路上时，吸收 60kW；若星形联结，计算吸收的功率。

8-21 3 个 15Ω 的电阻和 3 个 8Ω 的电抗用不同的方式连接在 530V 的三相线路上。不画出相量图，计算各种连接方式下的线电流：

a. R 和 X 串联，用星形联结；

b. R 和 X 并联，用△联结；

c. R 用△联结，X 用星形联结。

8-22 在图 8-19 中，计算频率为 50Hz 时的线电流。

8-23 在习题 8-15 中，假设电动机星形联结，且每个支路上都可以用电阻 R 和 X 串联代替：

a. 计算 R 和 X 的数值；

b. 线电流和对应的相电压之间的相位角。

8-24 一个工厂从 2.4kV 的线路上吸收 600kV・A 的功率，功率因数为 80%（滞后）。

a. 工厂的等效相阻抗值为多少？

b. 假设工厂可以用图 8-18 的电路来等效，

求电阻和电抗的数值。

8-25 2个功率表连接在三相三线制的220V的线路上，它的示数为3.5kW和1.5kW，若线电流为16A，计算：
a. 视在功率；
b. 负载的功率因数。

8-26 一台电机的功率因数为0.82，接在600V的三相线路上时的电流为25A。
a. 计算加在电动机上的有功功率；
b. 若电动机的效率为85%，计算输出的机械功率；
c. 电动机在3小时内消耗的能量为多少。

8-27 图8-30的功率表示数为+35kW和-20kW，若负载平衡，计算：
a. 负载的功率因数；
b. 若线电压为630V时线电流为多少。

工程应用

8-28 一个20Ω的电阻连接在480V的三相电路的A和B端，计算A、B、C中的线电流。

8-29 2个30Ω的电阻连接在480V的三相电路的AB和BC之间，计算A、B和C的线电流。

8-30 一个150kW，460V的三相加热器，安装在一个热水器上，若线电压为470V，则它产生的功率为多少？

8-31 3个5Ω的电阻以星形联结在480V的三相电路上，计算各电阻上的电流，若其中有个电阻撤去，计算余下两个电阻上的电流。

8-32 3个保护三相电热器的熔丝中的一个的额定功率为200kW，电压为600V，它被从电路中移去后减少了热水器产生的热量。在这种条件下电热器产生的功率为多少？

8-33 一个450kW，575V的三相蒸汽锅炉每小时产生1300lb的蒸汽，若线电压为612V则产生蒸汽总量为多少？

8-34 一台40hp，460V，1180r/min，频率为60Hz的三相TEFC感应电动机，满载运行时的效率为93.6%，功率因数为83%。计算：
a. 电动机吸收的有功功率；
b. 电动机吸收的视在功率；
c. 满载时的线电流。

8-35 一台92in 24in 32in，450kg的电动机控制器被用来驱动1600hp，2400V，60Hz的三相电动机：
a. 假设电动机的最低效率和功率因数为96%和90%，计算满载时传递给控制器的电流；
b. 当满载时从线路上吸收的无功功率；
c. 相电压和线电流之间的相位角。

第9章 理想变压器

9.0 引言

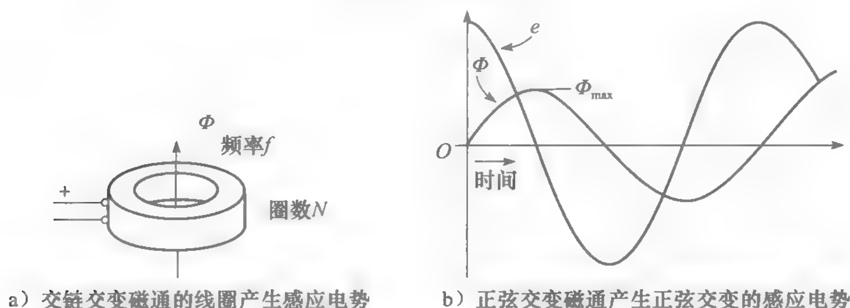
变压器可能是迄今为止用途最广泛的电气设备之一。它可以提高或者降低交流电路中的电压和电流，可以使两个电路相互隔离，并且可以增加或减少电容、电感、电阻的视在值。除此之外，使用变压器可以实现电能的远距离输送，满足工业和生活上的安全用电。

在本章将研究变压器的一些基本特性，这将有助于理解下一章所讲的商用变压器，同时有助于我们理解感应电动机、交流发电机以及同步电动机等的基本运行原理。所有这些器件都是基于电磁场感应规律，因此希望读者能够特别留意本章的内容。

9.1 线圈中的感应电势

如图 9-1a 所示，线圈包围着一个可变磁通 Φ，磁通 Φ 以频率为 f、峰值为 Φ_{max} 的正弦规律变化，交变的磁通在线圈中感应出一个正弦交流电势，其有效值为

$$E = 4.44 fN\Phi_{max} \tag{9.1}$$



a）交链交变磁通的线圈产生感应电势　　b）正弦交变磁通产生正弦交变的感应电势

图 9-1　线圈的感应电势

其中，E 为感应电势有效值，单位为（V）；f 为磁通交变频率，单位为 Hz；N 为线圈匝数；Φ_{max}为磁通峰值；4.44 是一个常数（精确值是 $2\pi/\sqrt{2}$）。

交变磁通可以有许多产生方式：可以由移动的磁铁产生，可以由附近的交流线圈感应产生，甚至由流过该线圈本身的交流电流产生。

式 9.1 源自于法拉第方程 $e=N\Delta\Phi/\Delta t$，其中 $\Delta\Phi/\Delta t$ 是磁通随时间的变化率，e 是瞬时感应电势。因此，在图 9-1b 中，当磁通随时间增大，则磁通变化率 $\Delta\Phi/\Delta t$ 大于 0，感应电势为正；相反，当磁通随时间减小，则磁通变化率 $\Delta\Phi/\Delta t$ 小于 0，感应电势为负；而当磁通既不随时间增大，也不随时间减小，磁通变化率 $\Delta\Phi/\Delta t$ 等于 0，感应电势为零。

问题产生了：我们为什么使用磁通的峰值 Φ_{max}，而不使用其有效值？原因是磁通峰值与磁通密度的峰值成正比，而在铁心中磁通密度决定其饱和程度。

例 9-1 如图 9-1 所示，线圈匝数为 4000 匝，交链一个峰值为 2mWb 的正弦交变磁通。如果交变频率为 60Hz，试计算感应电势 E 的有效值和频率。

解

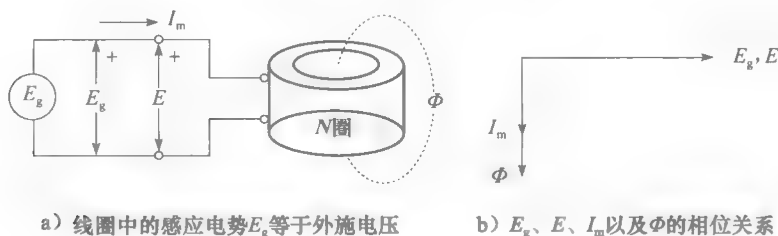
$$E = 4.44 fN\Phi_{max} = 4.44 \times 60 \times 4000 \times 0.002 = 2131\text{V}$$

所以，感应电势 E 的有效值为 2131V，频率为 60Hz，电压峰值为 $2131\sqrt{2}=3014\text{V}$。◀

9.2 外施电压与感应电势

如图 9-2a 所示，一个匝数为 N 的线圈连接着一个交流正弦电源 E_g. 该线圈电抗为 X_m，通过电流为 I_m，假设线圈电阻可以忽略，则电流可以由下式给出：

$$I_m = E_g / X_m$$



a）线圈中的感应电势E_g等于外施电压　　b）E_g、E、I_m以及Φ的相位关系

图 9-2　外施电压与感应电势

与其他电感电路一样，电流 I_m 相位落后电压 E_g 90°，而磁通 Φ 与电流同相位（见图 9-2b）。

该电路的具体工作原理介绍如下：

正弦波电流 I_m 产生一个正弦波磁动势 NI_m，正弦波磁动势相应产生正弦波磁链 Φ。因此电流 I_m 也被称为磁化电流，产生的磁通 Φ 的峰值为 Φ_{max}。该磁通 Φ 在线圈端部感应出反电势 E，感应电势的值由式（9.1）给出。另一方面，外施电压 E_g 应等于感应电势 E，因为两者在同一回路中。由 $E_g=E$ 我们可以得出：

$$E_g = 4.44 f N \Phi_{max}$$

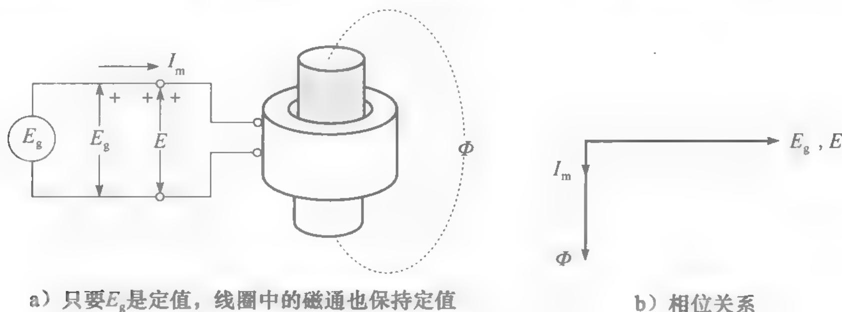
由此：

$$\Phi_{max} = \frac{E_g}{4.44 f N} \tag{9.2}$$

该方程说明：只要给定频率和线圈匝数，磁通峰值 Φ_{max} 与外施电压 E_g 成正比变化。这意味着如果外施电压 E_g 保持一个定值不变，则磁通峰值 Φ_{max} 也一定保持不变。

假定保持外施电压 E_g 固定，向线圈中缓慢插入一根磁铁，如图 9-3 所示，在此过程中交变磁通的峰值绝对保持定值，即使磁铁完全进入线圈中，交变磁通的峰值仍保持初始值 Φ_{max}。如果磁通增加，则感应电势 E 也会增加，但我们已假定 E_g 为定值，因为任何时候 $E_g=E$ 都成立，故磁通保持恒定。

如果外施电压 E_g 给定，则图 9-2 与图 9-3 中的交流磁通相同。尽管如此，当铁心在线圈里面的时候磁化电流 I_m 要小很多。实际上，要产生相同的磁通，在铁心中比在空气中需要更小的磁动势。因此，图 9-3 中的磁化电流比图 9-2 中的要小。



a）只要E_g是定值，线圈中的磁通也保持定值　　b）相位关系

图 9-3　磁通与外加电压的关系

例 9-2 一个匝数为 90 的线圈连接着一个 120V、60Hz 的电源，假设励磁电流的有效值为 4A，使计算下列变量：

a. 磁通的峰值；

b. 磁动势的峰值；

c. 线圈的感性电抗；

d. 线圈的电感。

解 a. $\Phi_{max} = E_g/(4.44fN) = 120/(4.44 \times 60 \times 90) = 0.005 = 5\text{mWb}$

b. 电流峰值为：

$$I_{m(pear)} = \sqrt{2}I = \sqrt{2} \times 4 = 5.66\text{A}$$

磁动势 U 的峰值为：

$$U = NI_m = 90 \times 5.66 = 509.1\text{A}$$

即当线圈磁动势为 509.1 安匝时，磁链为 5mWb。

c. 线圈感性电抗为：

$$X_m = E_g/I_m = 120/4 = 30\Omega$$

d. 电感为：

$$L = X_m/2\pi f = 30/(2\pi \times 60) = 0.0796 = 79.6\text{mH}$$

◀

9.3 基本变压器

如图 9-4 所示，一个空心线圈由一个交流电源 E_g 励磁。励磁电流 I_m 产生分散在线圈四周的总磁通 Φ。如果把另一个线圈放置在第一个线圈附近，则第二个线圈将包围着一个与总磁链成比例的磁通 Φ_{m1}。由此第二个线圈中将感应出一个交流电势 E_2，交流电势 E_2 可以通过电压表测量。

这种两个线圈的组合就是变压器，连接着电源的线圈称为一次绕组，而另一个线圈则称为二次绕组。

电压只分别存在于一次绕组的端部 1-2 之间和二次绕组的端部 3-4 之间，而一次绕组端部 1 与二次绕组端部 3 之间不存在电压。因此二次绕组与一次绕组之间是电气隔离的。

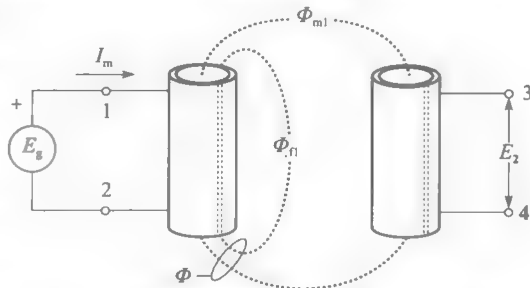


图 9-4 二次绕组中产生感应电势，主磁通为 Φ_{m1}，漏磁为 Φ_{f1}

一次绕组产生的磁链 Φ 分为两部分：同时交链两个线圈的主磁通 Φ_{m1}，和只交链一次绕组的漏磁通 Φ_{f1}。如果两个线圈相距很远，主磁通 Φ_{m1} 将只占磁链 Φ 很小一部分，则两个线圈的耦合很弱。把两个线圈靠近在一起，能得到更好的线圈耦合，即更高的二次侧感应电势 E_2。尽管如此，就算把两个线圈紧紧地靠在一起，主磁通 Φ_{m1} 仍小于磁链 Φ。当线圈耦合较弱时，二次侧感应电势 E_2 相对较小；如果二次绕组端部带有负载，电势 E_2 可能会完全消失。在多数工业用变压器中，为了加强线圈耦合，将一次绕组和二次绕组绕在同一铁心柱上。

9.4 变压器的极性

在图 9-4 中，磁通 Φ_{m1} 和 Φ_{f1} 都是由磁化电流 I_m 产生的。因此，这些磁通达到峰值及零点的时间相同，以此例推，E_2 与 E_g 也同时达到峰值。如图 9-5 所示，设定一次绕组端

部1为正，端部2为负，二次绕组端部3为正，端部4为负，端部1和端部3的极性相同。通过在端部1和端部3边上各标一个点来表示这个特性，这个点即为同名端标志。图9-5所示的同名端也可标在2、4端。

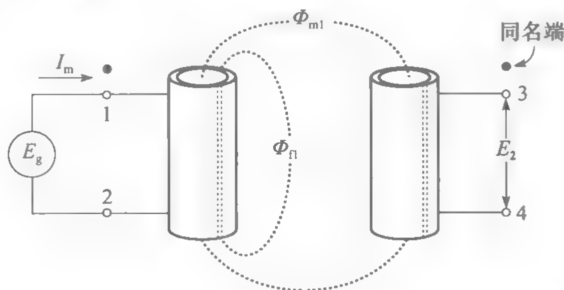


图 9-5 有相同瞬时极性的端部标有一个点

9.5 同名端的特性

变压器通常安装在一个金属壳中，所以只有带同名端标志的一次、二次绕组的端部才可以接触到。即使不能完全看到变压器，但是下列规律总能应用到变压器同名端标志上：

1. 一个流进同名端的电流产生一个正方向的磁动势，也产生一个正方向的磁通（见图9-6）。相反，一个从同名端流出的电流产生一个负方向的磁动势和一个负方向的磁通。因此，流入其中一个线圈同名端的电流和从另一线圈同名端流出的电流产生相互抵消的磁动势。

2. 如果其中一个同名端瞬时是正的，则另一个同名端瞬时也是正的（分别相对于它们所在线圈的另一个端部）。这个规律可以使我们将二次绕组的电压矢量与一次绕组的电压矢量关联起来。例如，在图9-7中，矢量 E_{dc} 与矢量 E_{ab} 同相位。

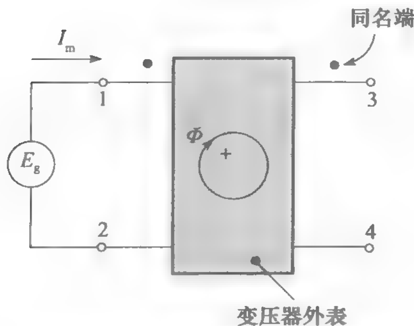


图 9-6 一个流进同名端的电流产生正方向的磁通

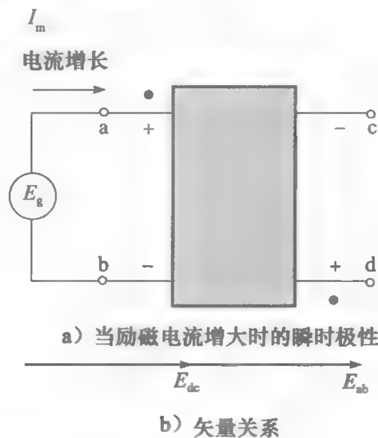


图 9-7 电压矢量

9.6 空载时的理想变压器；电压比

在进行实际商用变压器学习之前，应该清楚掌握理想变压器的特性。理想变压器的定义为：没有损耗，且铁心是无限导磁的。另外，一次绕组产生的磁通全部通过二次绕组，反之亦然。因此理想变压器没有任何形式的漏磁。

实际变压器拥有理想变压器的一些特性，因此，对理想变压器的研究有助于对通用变压器特性的理解。

如图 9-8a 所示，一台理想变压器，一次和二次绕组的匝数分别是 N_1 和 N_2。一次绕组连接着一个正弦电源 E_g，励磁电流 I_m 产生磁通 Φ_m，这个磁通将完全交链一次和二次绕组。因此，它是一个主磁通。该磁通正弦变化，峰值为 Φ_{max}。根据式 9.1，可以得到：

$$E_1 = 4.44 f N_1 \Phi_{max} \tag{9.3}$$

以及

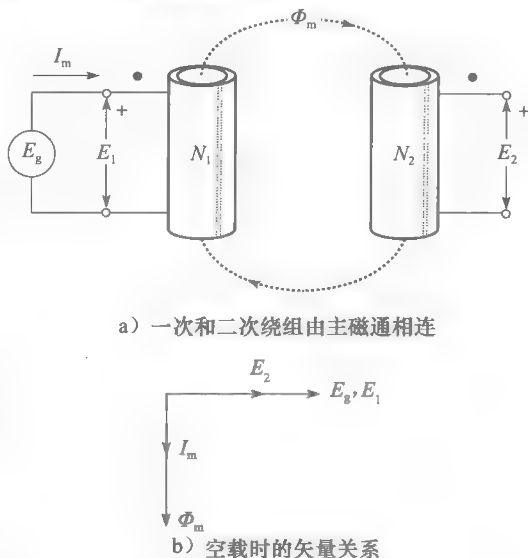
$$E_2 = 4.44 f N_2 \Phi_{max} \tag{9.4}$$

从这两个式子中，可以推导出理想变压器的电压变比和匝数比 a 的表达式：

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = a \tag{9.5}$$

其中，E_1 为一次绕组中的感应电势（V）；E_2 为二次绕组中的感应电势（V）；N_1 为一次绕组的匝数；N_2 为二次绕组的匝数；a 为匝数比。

这个等式说明一次绕组与二次绕组的感应电势之比等于其匝数比。另外，由于一次绕组与二次绕组的感应电势都是由同一个磁通——主磁通 Φ_m 感应产生的，所以它们的相位相同。



a）一次和二次绕组由主磁通相连

b）空载时的矢量关系

图 9-8 空载时的理想变压器

空载时的矢量示意图如图 9-8b 所示，由同名端标出的矢量 E_1 与矢量 E_2 同相位。如果变压器的二次绕组少于一次，则矢量 E_2 将比矢量 E_1 短。如在所有电感中一样，电流 I_m 相位滞后外施电压 E_g 90°。表示磁通 Φ_m 的矢量与产生它的励磁电流 I_m 同相位。

由于讨论的是理想变压器，其磁路是无限导磁的，不需要励磁电流产生磁通 Φ_m。这样，在空载的情况下该变压器的矢量图与图 9-8b 相似，只是矢量 I_m 无限小。

例 9-3 一台近似理想的变压器，一次绕组匝数为 90，二次绕组匝数为 2250，连接着一个 120V、60Hz 的电源。一次和二次绕组完全匝链，励磁电流为 4A。计算：

a. 二次绕组端部的电压有效值；

b. 二次绕组端部的电压峰值；

c. 当一次绕组的电压瞬时值为 37V 时，二次绕组的电压瞬时值。

解 a. 匝数比为：

$$N_2/N_1 = 2250/90 = 25$$

因此，二次绕组的电压应该是一次绕组的 25 倍，即：

$$E_2 = 25 \times E_1 = 25 \times 120 = 3000\text{V}$$

也可以直接应用公式 9.5，如下：

$$E_1/E_2 = N_1/N_2$$
$$120/E_2 = 90/2250\text{V}$$

同样得到结论：$E_2 = 3000\text{V}$

b. 电压正弦变化，因此，二次电压峰值为：

$$E_{2(\text{peak})} = \sqrt{2}E = \sqrt{2} \times 3000 = 4242\text{V}$$

c. 任何时候二次绕组电压都是一次绕组的 25 倍，因此，当 $e_1=37\text{V}$ 时，

$$e_2 = 25 \times 37 = 925\text{V}$$

◀

9.7 带负载的理想变压器；电流比

如图 9-9 所示，给理想变压器的二次侧接上一个负载 Z，二次绕组会产生电流 I_2，其表达式为：

$$I_2 = E_2/Z$$

当加入负载后，E_2 改变吗？为了回答这个问题，应注意以下两点：首先，在理想变压器中一次绕组和二次绕组通过主磁通 Φ_m 相联系，而且没有其他磁通。换句话说，理想变压器从定义上就没有漏磁。因此，带载时的电压比与空载时的一样，为：

$$E_1/E_2 = N_1/N_2$$

其次，如果外施电压 E_g 保持不变，这样一次绕组的感应电动势 E_1 保持不变。因此，主磁通 Φ_m 不变。这使得 E_2 保持不变。可得出结论：不论带不带负载，E_2 保持不变。

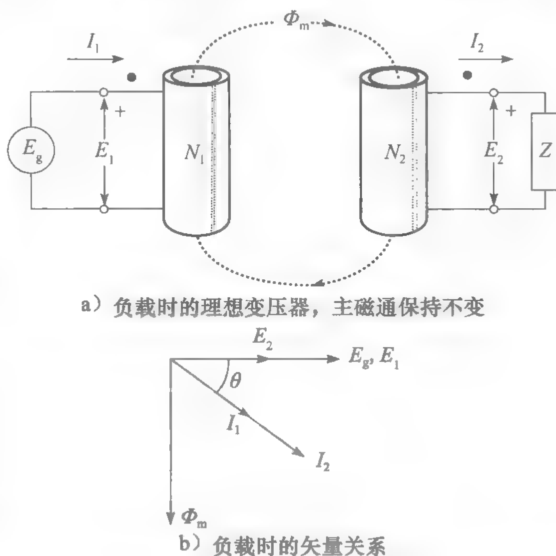


图 9-9 带负载的理想变压器

下面分析由一次绕组和二次绕组产生的磁动势。首先，二次绕组电流 I_2 产生二次侧磁动势 N_2I_2。如果它单独发挥作用，这个磁动势将会使主磁通 Φ_m 产生很大变化。但是，上面分析得出带载时磁通 Φ_m 不变的结论。因此，唯一的可能是一次绕组产生了一个刚好可以抵消二次侧磁动势 N_2I_2 影响的磁动势，从而保持磁通 Φ_m 不变。因此：

$$N_1I_1 = N_2I_2 \tag{9.6}$$

为了得到磁动势瞬态平衡的效果，电流 I_1 和 I_2 必须同时增大或减小。因此，当 I_2 过零点时，I_1 过零点；当 I_2 达到峰值时，I_1 达到峰值。换句话说，这两个电流必须同相位。另外，为了产生平衡的效果，当 I_1 流进一次绕组的同名端，I_2 必须从二次绕组的同名端流出来。

通过上述分析，可以画出理想变压器带负载时的矢量示意图，如图 9-9b 所示。假设负载为阻感性负载，电流 I_2 相位落后感应电动势 E_2 角度为 θ，磁通 Φ_m 落后 E_g 90°，但由于是理想变压器，不需要励磁电流 I_m 来产生这个磁通。一次电流和二次电流同相位。根据式 9.6，它们的关系如下：

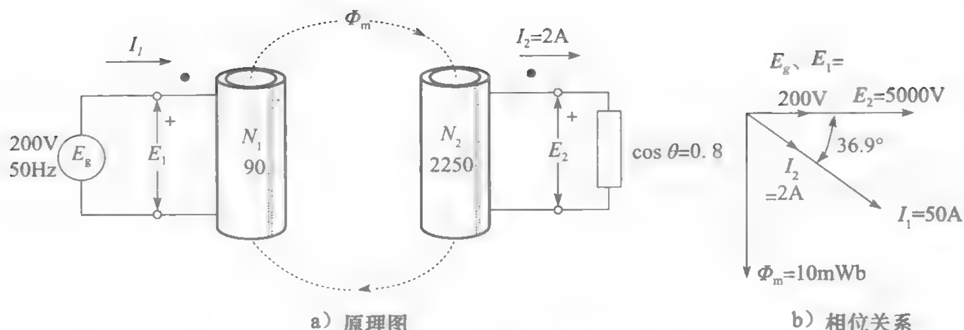
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a} \tag{9.7}$$

其中，I_1 为一次绕组中的电流（A）；I_2 为二次绕组中的电流（A）；N_1 为一次绕组的匝数；N_2 为二次绕组的匝数；a 为匝数比。

比较式（9.5）和式（9.7），我们发现变压器的电流比是电压比的倒数。实际上，电压变大必须以电流变小为代价，反之亦然。这与一次侧的输入视在功率 E_1I_1 等于二次侧的输出视在功率 E_2I_2 的规律相一致。如果功率的输入和输出不相等，那将意味着变压器本身在吸收功率。从理想变压器的定义上讲，这是不可能的。

例 9-4 如图 9-10a 所示，一台近似理想的变压器，一次绕组匝数为 90，二次绕组匝数为 2250，连接着一个 200V、50Hz 的电源。二次绕组上的电流为 2A，功率因数为 0.8

(滞后)。



a)原理图 b)相位关系

图 9-10 例 9-4 图

计算:

a. 一次电流的有效值;

b. 当二次电流的瞬时值为 110mA 时,求一次电流瞬时值;

c. 二次绕组相连的磁通峰值;

d. 画出相量图。

解 a. 匝数比为:

$$a = N_1/N_2 = 90/2250 = 1/25$$

因此电流比是 25,由于一次绕组匝数较少,一次电流就是二次电流的 25 倍。因此:

$$I_1 = 25 \times 2 = 50\text{A}$$

也可以直接应用公式 9.7,得:

$$N_1 I_1 = N_2 I_2$$

$$90 I_1 = 2250 \times 2$$

$$I_1 = 50\text{A}$$

b. 一次电流的瞬时值总是二次电流的 25 倍,因此当 $I_2 = 100\text{mA}$ 时,I_1 为:

$$I_{1\ \text{instantaneous}} = 25 I_{2\ \text{instantaneous}} = 25 \times 0.1 = 2.5\text{A}$$

c. 在理想变压器中,主磁通跟二次绕组耦合程度与跟一次绕组的耦合程度一样,二次绕组中的磁通峰值为:

$$\Phi_{\max} = E_g/(4.44 f N_1) = 200/(4.44 \times 50 \times 90) = 0.01 = 10\text{mWb}$$

d. 为了画出矢量示意图,可得出二次电压为:

$$E_2 = 25 \times E_1 = 25 \times 200 = 5000\text{V}$$

由同名端表示的 E_2 和 E_1 同相位;同理,I_1 与 I_2 同相位;而 E_2 与 I_2 之间的相位差为:

$$\text{功率因数} = \cos\theta$$

$$0.8 = \cos\theta$$

$$\theta = 36.9°$$

同理,E_1 与 I_1 之间的相位差也为 36.9°,主磁通相位落后外施电压 90°。 ◀

9.8 理想变压器的电路模型

为了更突出地表示理想变压器的本质特性,最好能画出它的等效模型。因此,如图 9-11 所示,只简单地画出一个带一次侧和二次侧端部的方框来表示变压器,而不画一次绕组、二次绕组和主磁通 Φ_m。增加了同名端标志,这样可以使我们分辨电流方向及其电压 E_1 和 E_2 的极性。例如,一次绕组电流 I_1 流进一次绕组的同名端,则二次绕组电流 I_2 从二次绕

组的同名端流出。因此，I_1 与 I_2 同相位。

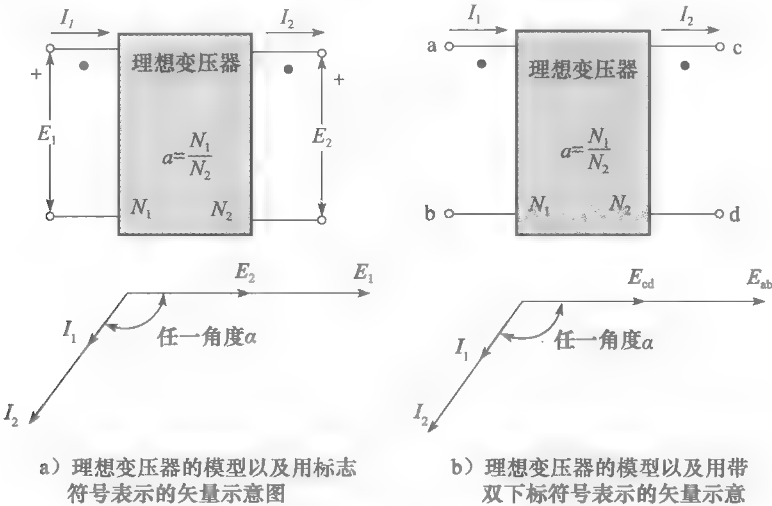
另外，假如变压器的变比为 $N_1/N_2=a$，可以得到：

$$E_1 = aE_2$$

及其

$$I_1 = I_2/a$$

在理想变压器中，参照图 9-11a，E_2 和 E_1 同相位；I_1 与 I_2 也同相位。如果使用带双下标的符号表示的矢量，则 E_{ab} 和 E_{cd} 同相位；I_1 与 I_2 也同相位。功率因数角 α 完全取决于二次绕组上连接的负载（有时可以是一个电源）。



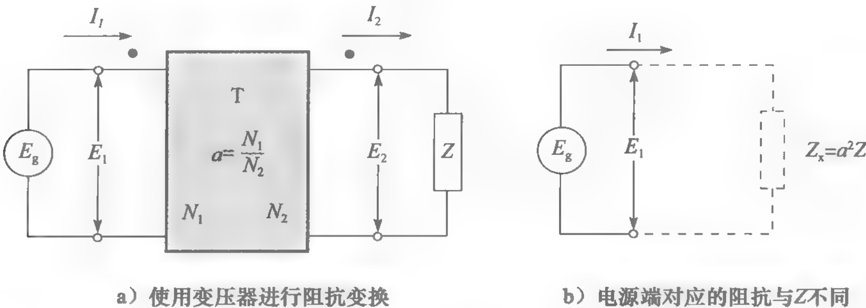
a）理想变压器的模型以及用标志符号表示的矢量示意图　　b）理想变压器的模型以及用带双下标符号表示的矢量示意

图 9-11　理想变压器电路模型

9.9 阻抗比

尽管变压器通常用来转化电压或电流，它也有转化阻抗大小的重要功能。例如，如图 9-12a 所示，一个理想变压器 T 连接在电源 E_g 与负载 Z 之间。变压器的变比为 a，可以得到：

$$E_1/E_2 = a$$



a）使用变压器进行阻抗变换　　b）电源端对应的阻抗与Z不同

图 9-12　阻抗变换原理

及其

$$I_1/I_2 = 1/a$$

从电源端部看，一次绕组端部的阻抗 Z_x 为：

$$Z_x = E_1/I_1$$

另一方面，从二次绕组看得到阻抗 Z 为：

$$Z = E_2/I_2$$

阻抗 Z_x 可以用另一种形式表达：

$$Z_x = \frac{E_1}{I_1} = \frac{aE_2}{I_2/a} = \frac{a^2E_2}{I_2} = a^2Z$$

因此，

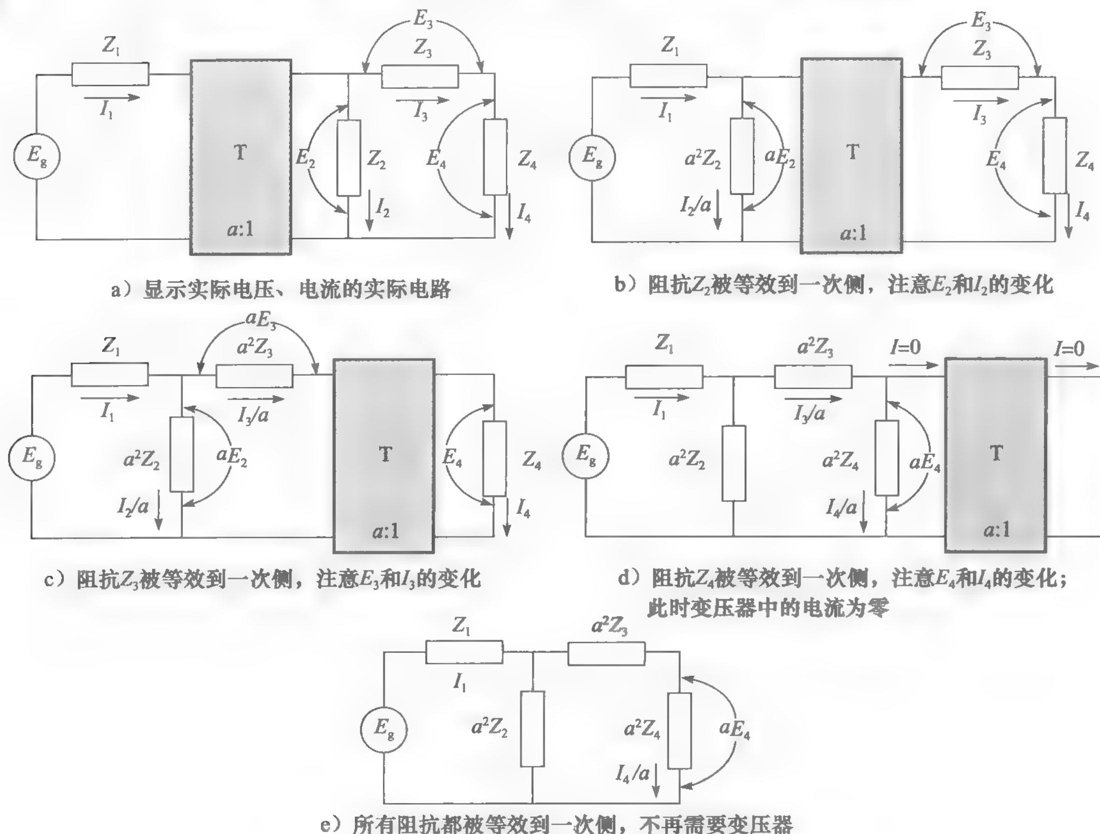
$$Z_x = a^2Z \tag{9.8}$$

这意味着从电源端部看到的阻抗是实际阻抗的 a^2 倍（见图 9-12b），因此，一个理想变压器有着增大或减少一个阻抗阻值的功能。实际上，从一次绕组看得的阻抗等于从二次绕组看得的实际阻抗与匝数比平方的乘积。

这种阻抗变换是真实的。一个理想变压器可以更改任何元件的值，可以是一个电阻、一个电容或是一个电感。举例说明，假如一个 1000Ω 的电阻连接在一个变比为 1∶5 的变压器的二次绕组端部，则从一次绕组端部看，得到一个阻值为 $1000\times(1/5)^2=40\Omega$ 的电阻。类似地，如果是一个容抗为 1000Ω 的电容接在二次绕组端部，则从原边端部看，得到一个容抗 40Ω 的电容。尽管如此，由于电容的容抗与其电容值大小成反比（$X_C=1/2\pi fC$），一次绕组的视在容值是其实际容值的 25 倍。由此可以通过变压器人为地增加或减少电容的容值。

9.10　阻抗变换

为了进一步地阐述理想变压器的阻抗变换特性，分析图 9-13a 中的电路，它由一个电源 E_g、一个变压器 T 和四个阻抗 $Z_1\sim Z_4$ 组成，且变压器的变比为 a。



a）显示实际电压、电流的实际电路

b）阻抗Z_2被等效到一次侧，注意E_2和I_2的变化

c）阻抗Z_3被等效到一次侧，注意E_3和I_3的变化

d）阻抗Z_4被等效到一次侧，注意E_4和I_4的变化；此时变压器中的电流为零

e）所有阻抗都被等效到一次侧，不再需要变压器

图 9-13　阻抗变换过程

如图 9-13b～图 9-13e 所示，可以进一步将二次侧端部阻抗等效到一次侧端部上。当用这种方式转移阻抗，等效电路的结构不变，而被等效的阻抗阻值需要乘以 a^2。

如果所有阻抗都被等效到一次侧电路上，则理想变压器位于等效电路的最右边（如图 9-13d 所示）。在这种等效条件下变压器的二次侧端部是开路的。因此变压器的一次侧和二次侧电流都为零。这样就可以去掉理想变压器，而用如图 9-13e 所示的等效电路来代替。

比较图 9-13a 到图 9-13e，可看到一个包含有真实变压器的电路怎样会被简化成一个完全不含变压器的电路。这两个电路在实际上有什么关系吗？答案是肯定的，图 9-13a 的实际电路与图 9-13e 的等效电路之间有个很有用的关系。原因是：在二次侧到一次侧的等效变换中，二次侧电路上的电压 E 只要乘以变比 a，电流除以 a 即可。

由于这种关系，求解如图 9-13a 所示的电路问题将非常简单。可以将其简化为如图 9-13e所示的等效电路，进而解得所有电压和电流。再将这些量分别乘以 $1/a$ 和 a，就得到了二次侧电路上的实际电压和电流。

为了便于阐述，假定图 9-14 中阻抗 Z_4 的两端电压为 E_4，流过电流为 I_4。因此，如图 9-15 所示，在等效电路中，阻抗 a^2Z_4 两端电压为 aE_4，而流过电流为 I_4/a。换句话说，当阻抗被变换到一次侧电路时，阻抗两端的电压总是乘以因子 a，流过的电流总是除以因子 a。

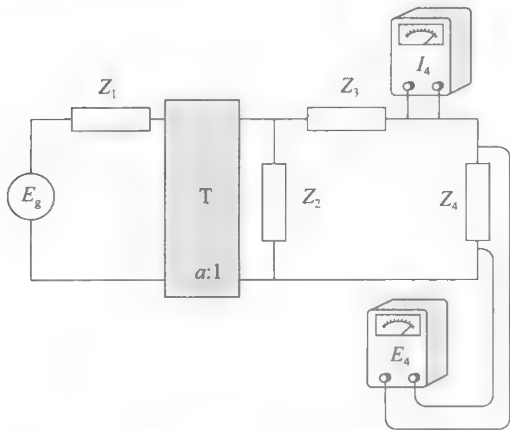


图 9-14 阻抗 Z_4 中的实际电压和电流

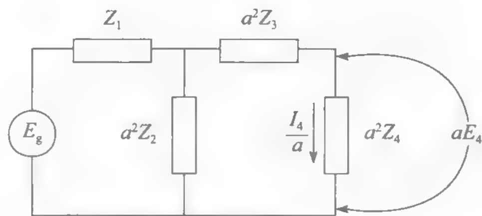
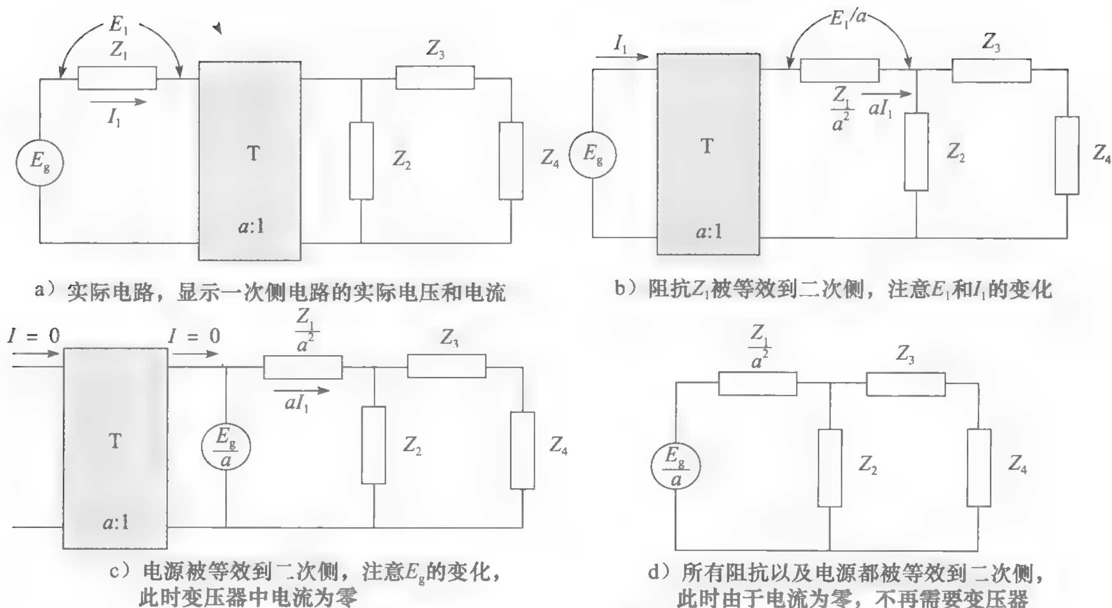


图 9-15 阻抗 Z_4 上的等效电压和电流

一般说来，不论何时一个阻抗从变压器的一边等效到另一边，它两端的实际电压与匝数比成比例变化。如果阻抗被等效到变压器端电压高的一边，则等效后阻抗两端的电压也会变高。相反，如果阻抗被等效到变压器端电压低的一边，则等效后阻抗两端的电压也会变低，当然变化比例为匝数比。

如图 9-16a 所示，在一些情况下需要进行反方向的阻抗变换，即从一次侧电路到二次侧电路。其过程是一样的。但是现在所有被等效的阻抗需要除以 a^2（见图 9-16b）。也可以将电源 E_g 等效到二次侧电路，在等效电路中变为 E_g/a。此时理想变压器位于电路的最左边（见图 9-16c）。这种情况下变压器的一次侧等效开路，因此变压器的一次侧和二次侧电流都为零，与之前相同，可以将变压器完全移除，只留下如图 9-16d 所示的等效电路。



a）实际电路，显示一次侧电路的实际电压和电流

b）阻抗Z_1被等效到二次侧，注意E_1和I_1的变化

c）电源被等效到二次侧，注意E_g的变化，此时变压器中电流为零

d）所有阻抗以及电源都被等效到二次侧，此时由于电流为零，不再需要变压器

图 9-16 阻抗向二次侧变换

例 9-5 计算图 9-17 电路中的电压 E 和电流 I，已知该理想变压器变比为 1∶100。

解 本题最简单的解决办法就是将所有阻抗都等效到变压器的一次侧。由于一次绕组匝数比二次绕组匝数少 100 倍，则等效时阻抗阻值将要除以 10 000，电压 E 变成 $E/100$，由于电流仍在一次侧上，所以电流保持 I 不变，如图 9-18 所示。

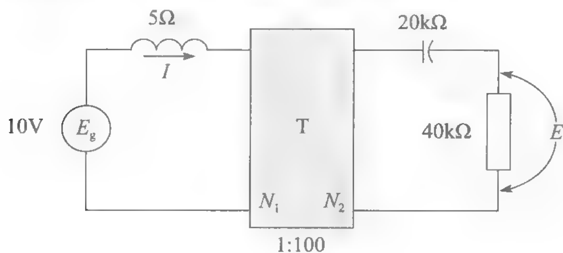


图 9-17 例 9-5 图

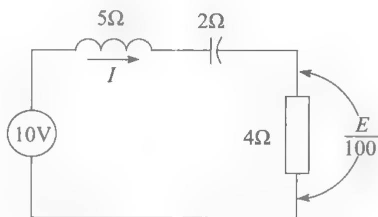


图 9-18 图 9-17 的等效电路

如图 9-18 所示，电路中阻抗为：

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{4^2 + (5-2)^2} = \sqrt{16+9} = 5\Omega$$

电路中的电流为：

$$I = E/Z = 10/5 = 2\text{A}$$

电阻两端的电压为：

$$E/100 = IR = 2 \times 4 = 8\text{V}$$

因此实际电压为：

$$E = 8 \times 100 = 800\text{V}$$

◀

习题

9-1 如图 9-2a 所示，线圈匝数为 500 匝，阻抗为 60Ω，其电阻可忽略。将其接在一个 120V，60Hz 的电源上，试计算：

a. 励磁电流 I_m 的有效值；

b. 励磁电流 I_m 的峰值；

c. 线圈产生的磁动势的峰值；

d. 磁通峰值 Φ_{max}。

9-2 在题 9-1 中，假如外施电压减为 40V，试计算此时的磁动势及磁通峰值。

9-3 主磁通的含义是什么？漏磁通呢？

9-4 如图 9-9 所示的理想变压器，一次侧匝数为 500，二次侧匝数为 300，电源电压为 600V，负载 Z 是一个阻值为 16Ω 的电阻，试计算：

a. 电压 E_2；

b. 电流 I_2；

c. 电流 I_1；

d. 输入到一次侧的功率；

e. 二次侧输出的功率。

9-5 在题 9-4 中，从电源端部看，阻抗是多少？

9-6 见图 9-17，计算电容两端的电压及流过它的电流。

工程应用

9-7 一台容量为 50kV·A 的变压器的铭牌上显示，一次电压为 480V，二次电压为 120V。想要大致确定变压器一次和二次的匝数。为了这个目的，将一个三圈的绕组绕在励磁线圈上，用电压表测量这三圈绕组的端电压。当 76V 的电压施加在二次侧端部时，测得三圈绕组的端电压为 0.93V，则变压器一次侧和二次侧的匝数分别为多少？

9-8 一个带空气磁心的线圈的电阻为 14.7Ω，当其接上一个 42V，60Hz 的交流电源时，流过的电流为 1.24A，试计算：

a. 线圈的阻抗；

b. 线圈的电抗及其电感；

c. 外施电压（42V）与电流（1.24A）的相位差。

9-9 如图 9-4 所示，两个线圈，其电阻很小，可以忽略。端部为 1、2 的线圈匝数为 320，端部为 3、4 的线圈匝数为 160。端部 1、2 连接着一个 56V，60Hz 的电源，而此时端部 3、4 之间的电压为 22V，试计算 Φ、Φ_{f1}、Φ_{m1} 的峰值。

9-10 现有一个 40μF，600V 的纸电容器，但是需要的是一个额定值为 300μF 的电容。打算用一个变压器来将进行电容转换；有下列变比的变压器可供选择：120V/330V；60V/450V；480V/150V。哪一个变压器最合适？变换后的容值为多少？40μF 电容应连接在变压器的哪一边？

第10章 实际变压器

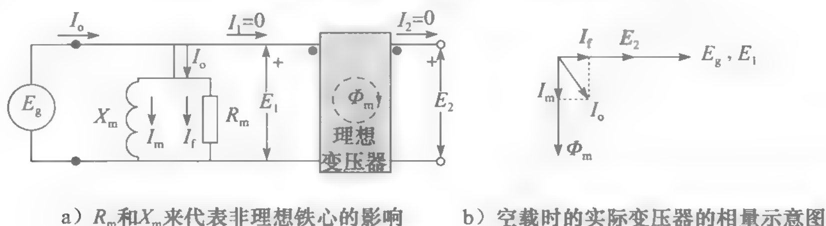
10.0 引言

在上一章，我们学习了理想变压器，了解了它的一些基本特性。现实中使用的变压器是非理想的，因此，原来的简单的分析方法必须加以改进。实际变压器的线圈是有电阻的，而且铁心的导磁性也不是无限的。此外，由一次绕组产生的磁通也不是完全交链二次绕组的，故必须要考虑漏磁的影响。最后，应考虑到铁心产生的涡流损耗和磁滞损耗将引起变压器的温升。

实际变压器也可以像理想变压器、电阻、阻抗一样，用一个等效电路来描述。这个等效电路由一些基础概念发展而来。这使得我们可以分析计算类似于电压调节率、并联变压器运行规律等特性。变压器应用模型的分析可以用标幺值方法。

10.1 具有非理想铁心的理想变压器

上一章所讲到的理想变压器有一个磁导率无穷大的铁心，假如这样一个理想铁心被一个有涡流损耗和磁滞损耗，且磁导率相对较低的铁心所替代，将会怎么样呢？如图10-1a所示，可以用两个并联在理想变压器的二次绕组端部的电路元件 R_m 和 X_m 来代表非理想铁心的影响。一次绕组由外施电源 E_g 提供励磁，其反电势为 E_1。



a）R_m和X_m来代表非理想铁心的影响　　b）空载时的实际变压器的相量示意图

图10-1　具有非理想铁心的变压器

电阻 R_m 的作用是代表铁耗以及由此产生的发热效应，主电路将分流出一个小电流 I_f 来提供这部分损耗的能量。如图10-1b所示，这个电流与反电势 E_1 同相位。

励磁电抗 X_m 是变压器铁心磁导率的度量标准。因此，当磁导率较低时，X_m 也相对较小。流过 X_m 的电流 I_m 代表用来产生磁通 Φ_m 的磁化电流，该电流相位滞后反电势 E_1 90°。

阻抗 R_m 和 X_m 的值可以通过下面的实验测得：将变压器的一次侧接上交流电源，而变压器的二次侧空载，测量此时变压器吸收的有功功率及无功功率。然后用下列公式计算：

$$R_m = E_1^2/P_m \tag{10.1}$$

$$X_m = E_1^2/Q_m \tag{10.2}$$

其中，R_m 为代表铁耗的电阻（Ω）；X_m 为二次绕组磁化效应的电抗（Ω）；E_1 为一次绕组电势（V）；P_m 为铁耗（W）；Q_m 为建立主磁通 Φ_m 所需要的无功功率（W）。

在非理想铁心中产生磁通 Φ_m 所需要的总电流等于电流 I_f 和 I_m 的矢量和。该总电流称为励磁电流 I_o，它通常只占满载电流很小的一个比例。这种欠理想变压器的空载时相量示意图如图10-1b所示，主磁通 Φ_m 的峰值由式（9.2）给出：

$$\Phi_m = E_1/(4.44fN_1)$$

例 10-1 如图 10-2a 所示，一台大型变压器空载运行，当二次绕组与一个 120V，60Hz 的电源连接时，励磁电流 I_o 为 5A，用功率表测得变压器的铁耗为 180W。

计算：

a. 铁心吸收的无功功率；

b. 阻抗 R_m 和 X_m 的值；

c. 电流 I_f，I_m，和 I_o 的值。

解 a. 施加在铁心上的视在功率为：

$$S_m = E_1 I_o = 120 \times 5 = 600\text{V} \cdot \text{A}$$

铁耗为：

$$P_m = 180\text{W}$$

所以，铁心吸收的无功功率为：

$$Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2} = \sqrt{600^2 - 180^2} = 572\text{var}$$

b. 根据铁耗计算电阻如下：

$$R_m = E_1^2/P_m = 120^2/180 = 80\Omega$$

磁化电抗为：

$$X_m = E_1^2/Q_m = 120^2/572 = 25.2\Omega$$

c. 为了提供铁耗的能量所需电流为：

$$I_f = E_1/R_m = 120/180 = 1.5\text{A}$$

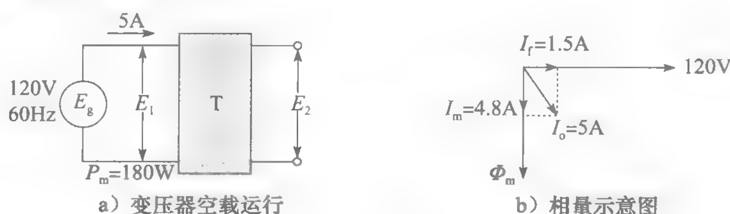
磁化电流为：

$$I_m = E_1/X_m = 120/25.2 = 4.8\text{A}$$

励磁电流为：

$$I_o = \sqrt{I_f^2 + I_m^2} = \sqrt{1.5^2 + 4.8^2} = 5\text{A}$$

其矢量示意图如图 10-2b 所示。



a）变压器空载运行 b）相量示意图

图 10-2 例 10-1 图 ◀

10.2 不完全耦合的理想变压器

前面已经探讨了带非理想铁心的理想变压器的情况，假定一个变压器，它有理想的铁心，但是其一次绕组与二次绕组不完全耦合，且线圈绕组的电阻不可忽略，一、二次侧匝数分别为 N_1、N_2。

如图 10-3 所示，变压器连接着电源 E_g 且空载运行。一次侧的电压为 E_p，建立起铁心中的主磁通 Φ_{m1a}。该磁通相位落后 E_p 90°，其峰值为 $\Phi_{m1a}=E_p/(4.44fN_1)$。由于铁心的磁导率为无限大，且无损耗，所以空载电流 $I_1=0$。二次电压 E_2 为 $E_2=(N_2/N_1)E_p$。考虑到电流

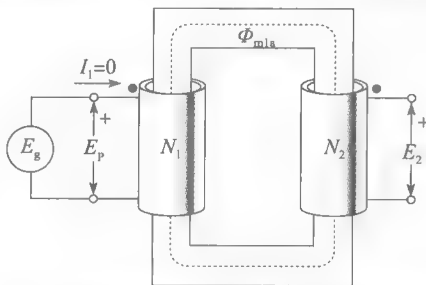


图 10-3 带磁导率无限大的铁心的变压器（空载）

为零，产生不了使得磁通穿过空气所需要的磁动势。所以没有漏磁通与一次绕组交链。

保持 E_p 固定，而在二次侧加上负载 Z，如图 10-4 所示。我们把这种情况下变压器的运行特性描述如下：

1. 一次绕组和二次绕组中分别流过电流 I_1 和 I_2，它们的关系由理想变压器的公式。$I_1/I_2=N_2/N_1$，即 $I_1N_1=N_2I_2$

2. 电流 I_1 产生磁动势 I_1N_1，电流 I_2 产生磁动势 N_2I_2，因为电流 I_1 的方向是流入同名端 1，电流 I_2 的方向是从同名端 3 流出，所以两个磁动势的大小相等而方向刚好相反。

3. 磁动势 N_1I_2 产生的总磁通为 Φ_2，其中一部分 Φ_{m2} 与一次绕组交链，而另一部分 Φ_{f2} 不交链一次绕组。磁通 Φ_{f2} 称为二次漏磁通。

4. 类似地，磁动势 I_1N_1 产生的总磁通为 Φ_1，其中一部分 Φ_{m1} 与二次绕组交链，而另一部分 Φ_{f1} 不交链二次绕组。磁通 Φ_{f1} 称为一次漏磁通。

由电流 I_1 和 I_2 产生的磁动势将影响负载之前存在于铁心中的磁通 Φ_{m1a}，如何分析这种情况呢？参考图 10-4，分析如下：

第一，电流 I_1 产生的总磁通分为两部分：一个新的主磁通 Φ_{m1} 和一次漏磁通 Φ_{f1}（图 10-4 中的主磁通 Φ_{m1} 不同于图 10-3 中的磁通 Φ_{m1a}）；

第二，电流 I_2 产生的总磁通分为两部分：一个主磁通 Φ_{m2} 和二次漏磁通 Φ_{f2}；

第三，将磁通 Φ_{m1} 和 Φ_{m2} 结合为同一个主磁通 Φ_m（见图 10-5），这个主磁通由一次绕组与二次绕组的磁动势联合作用产生。

第四，我们注意到，一次漏磁通 Φ_{f1} 由 I_1N_1 产生，而二次漏磁通 Φ_{f2} 由 N_2I_2 产生，因此 Φ_{f1} 与 I_1 同相位，Φ_{f2} 与 I_2 同相位。

第五，二次绕组感应的电势 E_s 实际上由两部分组成：

1. 由二次漏磁通 Φ_{f2} 感应的电势 E_{f2}，给出如下

$$E_{f2} = 4.44fN_2\Phi_{f2} \tag{10.3}$$

2. 主磁通 Φ_m 感应产生的电势 E_2，给出如下：

$$E_2 = 4.44fN_2\Phi_m \tag{10.4}$$

通常来讲，E_2 和 E_{f2} 的相位不同。

一次绕组感应的电势 E_p 实际上由两部分组成：

1. 由一次漏磁通 Φ_{f1} 感应的电势 E_{f1}，给出如下

$$E_{f1} = 4.44fN_1\Phi_{f1} \tag{10.5}$$

2. 主磁通 Φ_m 感应产生的电势 E_1，给出如下：

$$E_1 = 4.44fN_1\Phi_m \tag{10.6}$$

第六，感应电势 E_p 等于外施电势 E_g。

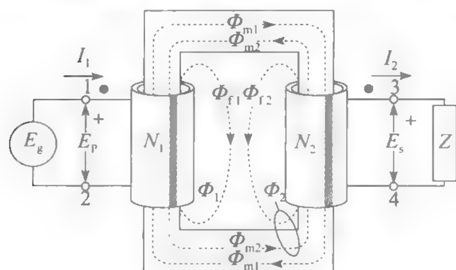


图 10-4　负载时变压器产生的主磁通及漏磁通，漏磁通由线圈之间的耦合程度决定

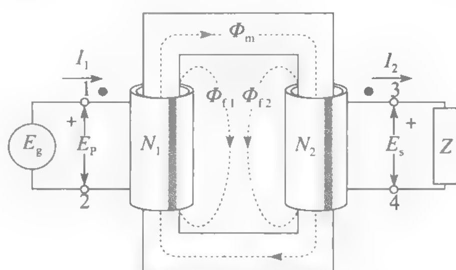


图 10-5　存在着两个漏磁通和一个主磁通的变压器

利用上述六个基本事实，可以进一步探讨非理想变压器的等效电路。

10.3 一次侧与二次侧的漏电抗

如图 10-6 所示，通过重新安排变压器的等效电路，可以更好地定义四个感应电势 E_1，E_2，E_{f1} 和 E_{f2}。因此画了两个二次绕组，以更清晰地表示二次侧的 N_2 匝线圈交链着两个磁通——二次漏磁通 Φ_{f2} 和 Φ_m 主磁通。这种安排并不会改变感应电动势的值，只是使各反电动势相互独立。因此，可以清楚发现 E_{f2} 实际上是二次侧一个电抗上的电压降，二次漏电抗 X_{f2} 为：

$$X_{f2} = E_{f2}/I_2 \tag{10.7}$$

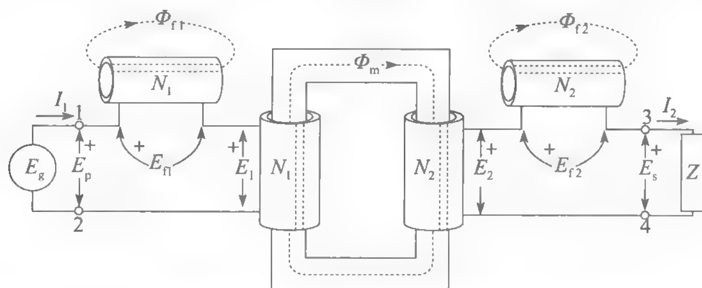


图 10-6 根据主磁通和漏磁通将不同类型的感应电势分开

一次绕组也被画了两次，从而使 E_1 和 E_{f1} 相互独立，可以清楚发现 E_{f1} 实际上是一次电抗上的电压降，一次漏电抗 X_{f1} 为：

$$X_{f1} = E_{f1}/I_1 \tag{10.8}$$

一次和二次漏电抗如图 10-7 所示，也可以在一次和二次绕组中串入电阻 R_1 和 R_2。

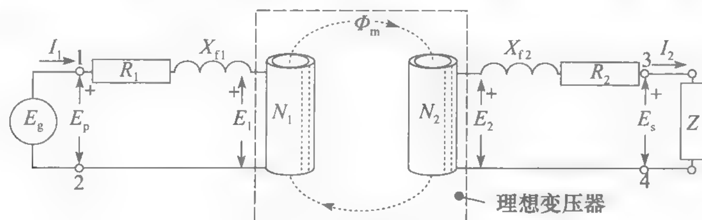


图 10-7 一次和二次绕组的电阻及漏电抗

例 10-2 一台二次绕组为 180 匝的变压器，当其负载运行时，二次电流的有效值为 18A，频率为 60Hz，主磁通 Φ_m 的峰值为 20mWb，二次侧漏磁通 Φ_{f2} 的峰值为 3mWb。

计算：

a. 二次绕组中由漏磁通 Φ_{f2} 感应的电势；

b. 二次漏电抗的值；

c. 二次绕组中由主磁通 Φ_m 感应的电势 E_2。

解 a. 二次绕组中由漏磁通 Φ_{f2} 感应的电势为

$$E_{f2} = 4.44fN_2\Phi_{f2} = 4.44 \times 60 \times 180 \times 0.003 = 143.9\text{V}$$

b. 二次漏电抗为：

$$X_{f2} = E_{f2}/I_2 = 143.9/18 = 8\Omega$$

c. 二次绕组中由主磁通 Φ_m 感应的电势为：

$$E_2 = 4.44fN_2\Phi_m = 4.44 \times 60 \times 180 \times 0.02 = 959\text{V}$$

◀

10.4 实际变压器的等效电路

图 10-7 所示的电路由通过主磁通 Φ_m 交链起来的一、二次绕组及电阻性和电感性元件

(R_1、R_2、X_{f1}、X_{f2}、Z）组成，位于虚线框中的实际上是一个没有漏磁的理想变压器，它具有像上一章中理想变压器的特征并遵循理想变压器的规律。例如，可以通过阻抗阻值乘以（$N_1/N_2)^2$ 来将阻抗变换到一次绕组。

如果用 X_m 和 R_m 代表一个实际铁心，则可以得到实际变压器的完全等效电路（如图 10-8所示）。在这个电路中，T 是一个理想变压器，只有一次和二次绕组的 1-2 端和 3-4 端可以触及，而其他组成部分都隐藏在变压器本身之中。通过相应的测试可得到组成实际变压器的各元件的值。

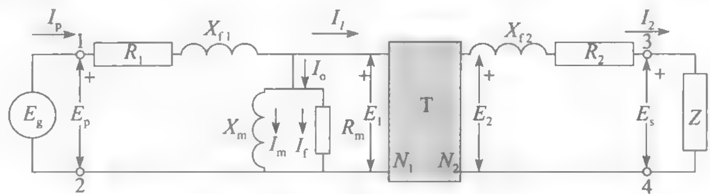


图 10-8 实际变压器的完整等效电路，加阴影的 T 框表示理想变压器

表 10-1 展示了容量在 1kV・A 到 400MV・A 范围内的实际变压器的 R_1、R_2、X_{f1}、X_{f2}、X_m 和 R_m 的典型值。一次和二次电压 E_{np} 和 E_{ns} 的正常值在 460V 到 424 000V 范围内变化。与此对应的一次与二次电流 I_{np} 和 I_{ns} 变化范围为 0.417A 到 29 000A。

表 10-1 实际变压器参数

S_n	kV・A	1	10	100	1000	400 000
E_{np}	V	2400	2400	12 470	69 000	13 800
E_{ns}	V	460	347	600	6900	424 000
I_{np}	A	0.417	4.17	8.02	14.5	29 000
I_{ns}	A	2.17	28.8	167	145	943
R_1	Ω	58.0	5.16	11.6	27.2	0.0003
R_2	Ω	1.9	0.095	0.024	0.25	0.354
X_{f1}	Ω	32	4.3	39	151	0.028
X_{f2}	Ω	1.16	0.09	0.09	1.5	27
X_m	Ω	200 000	29 000	150 000	505 000	460
R_m	Ω	400 000	51 000	220 000	432 000	317
I_o	A	0.0134	0.0952	0.101	0.210	52.9

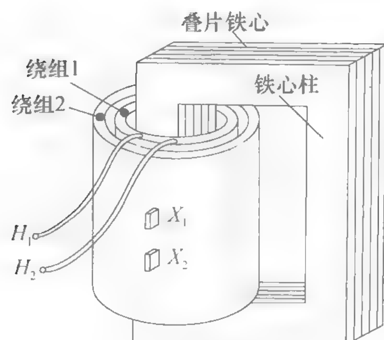
表中也给出了不同变压器的励磁电流 I_o，它总是要比 I_{np} 小。注意到在每个例子中都有 $E_{np}I_{np}=E_{ns}I_{ns}=S_n$ 成立，其中，S_n 为变压器的额定功率。

10.5 电力变压器的结构

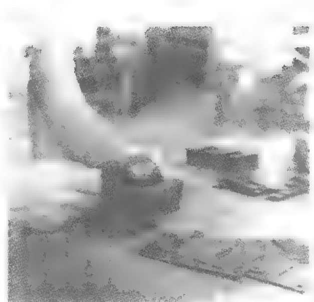
设计电力变压器时通常使其特性尽量接近理想变压器。因此，为了得到较高的磁导率，磁心一般使用铁材料（见图 10-9a）。这时磁化电流 I_m 将是使用空气磁心情况下的 1/5000。除此之外，为了减小铁耗，铁心一般由高电阻率、高等级的硅钢片叠压而成。这样，用来产生铁耗的电流 I_f 将只有 I_m 的 1/2～1/4。

通过将一次绕组和二次绕组绕在彼此的上面，并且在绝缘承受范围内将他们尽可能靠近，可以使漏电抗 X_{f1}，X_{f2} 达到最小。线圈之间以及线圈与铁心之间保持严格绝缘。线圈之间如此紧密的耦合可以保证空载时二次绕组端部电压几乎等于一次电压 N_2/N_1 的倍，即使二次侧带负载，也可以保证一个较好的电压调节率。

绕组的电阻 R_1，R_2 应尽量小，以保证降低铁耗 I^2R，减少发热和提高效率。图 10-9a 是电力变压器的一种简化形式，它的一次绕组和二次绕组绕在铁心同一边上。应用上，一



a）一个简单变压器的结构



b）在线圈里面堆叠硅钢片



c）大型变压器的一次绕组；额定值为128kV，290A（图片由ABB提供）

图 10-9 变压器的结构

般将一次绕组和二次绕组绕在铁心的两边，这样可以减少用铜量。同样，在大型变压器中，叠片铁心的边不是方形的，而是近似圆形的（见图 12-10a）。

图 10-9b 展示了小型变压器的硅钢片是怎样堆叠成铁心的。图 10-9c 展示了一个较大型变压器的一次绕组。

一次绕组和二次绕组的匝数取决于它们各自的电压，端电压高的绕组比端电压低的绕组的匝数要多。另一方面，高压绕组中的电流小很多，因此可以使用小截面的导体，一次绕组和二次绕组的用铜量几乎是一样的。实际上，外部的线圈（见图 10-9a，绕组 2）更重，因为其周长更大。通常使用铜或铝作为导体。

变压器是可逆的，这意味着任意一个绕组都可以作为连接电源的一次绕组。

10.6 标准端部标志

在 9.4 节中用在一次侧和二次侧端部打圆点的方法来表示变压器的极性。这种表示方法一般用于仪用表压器。在电力变压器中，端部是这样标的：H_1，H_2 表示高压（HV）绕组的端部，X_1，X_2 表示低压（LV）绕组的端部。按惯例，H_1，X_1 极性相同。

当给出标志 H_1，H_2 及 X_1，X_2 及时，变压器极性就确定了。电力变压器通常将其四个端部按标准方式放置在一个变压器柜上，这样变压器有了加极性或减极性。当 H_1 端斜对着 X_1 端，变压器是加极性，类似地，H_1 端与 X_1 端相邻，变压器为减极性（如图 10-10 所示）。

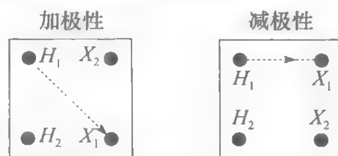


图 10-10 变压器正、负极性取决于 H_1 端与 X_1 端的位置

对于容量大于 200kV · A，高压侧电压高于 8660V 的单相变压器，减极性是标准设置方法；对于其他变压器，加极性是标准。

10.7 极性测试

如图 10-11 所示，可以通过如下步骤来确定一个变压器是加极性还是减极性：

1. 将电压侧端部接上一个低压（如 120V）交流电源 E_g；

2. 在高、低压侧的一对相邻端部之间连上跳线 J；

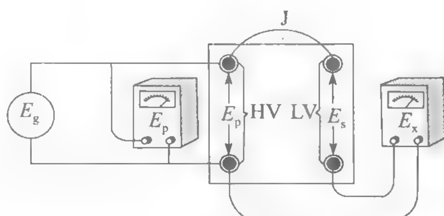


图 10-11 用一个交流电源来确定变压器的极性

3. 在高、低压侧的另一对相邻端部之间连上伏特表 E_x；

4 连接 HV 端的电压表 E_p，如果 E_x 高于 E_p，说明是加极性，因此 H_1 和 X_1 处于对角外置；反之，如果 E_x 低于 E_p，则 H_1 和 X_1 相邻。

在这个极性实验中，跳线 J 将 E_s 和 E_p 串联，E_s 可以从 E_p 中加上或者减去。根据极性有 $E_x=E_p+E_s$ 或 $E_x=E_p-E_s$，从而可以知道是加极性还是减极性。

为了做这个极性实验，HV 端应加上一个 120V，60Hz 的电源，即使 HV 端的标称数值达到上百千伏。

例 10-3 对一台 500kV·A，69kV/600V 的变压器进行极性实验（见图 10-11)，测得以下数值：$E_p=118$V，$E_x=119$V，请标出接线端的极性。

解 测试时，用跳线将 HV 端和 LV 端接在一起，并分别标注 H_1 和 X_2（或 H_2 和 X_1)，因为测出的 E_x 高于 E_p，因此该变压器是加极性。

图 10-12 给出了另一个可以用来确定变压器极性的电路。一个直流电源与未闭合的开关串联，连接于 LV 端，电源正极性端标为 X_1，一个直流电压表接在 HV 端。当开关闭合时，HV 端产生瞬间感应电压，如果此时电压表数值增大，说明电压表（+）端连接了变压器的 H_1 端，否则为 H_2。◀

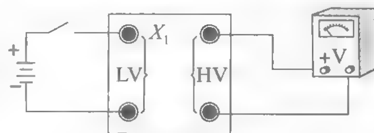


图 10-12 用一个直流电源测定变压器的极性

10.8 变压器抽头

由于传输线上有压降，在特定的配电变压系统中电压可能持续低于正常的电压值。因此，一个配电变压器如果变比为 2400V/120V，当接到电压不高于 2000V 传输线时，二次电压不会超过 120V。白炽灯会变得昏暗，电炉需要更多的时间来加热食物，电动机将会因为过载而停转。

为了解决这个问题，配电变压器的一次绕组设立了分接头（见图 10-13)。可通过分接头改变变比，使二次电压提高 $4\frac{1}{2}$、9、$13\frac{1}{2}$百分比。由此，即使一次电压可能以$4\frac{1}{2}$、9、$13\frac{1}{2}$的百分比低于正常值，也可以使二次电压维持在一个需要的电压值。如图 10-13 所示，如果一次电压只有 2076V，可以使用端 1 和端 5，这样可以在二次获得 120V 的电压。

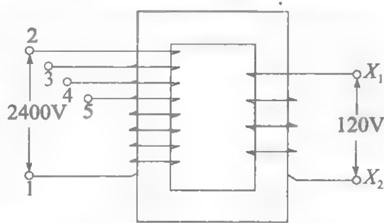


图 10-13 配电变压器在 2400V，2292V，2184V 和 2076V 时的不同抽头

有些变压器经过设计可以在二次电压高于或低于设定值时自动调节抽头，这样可以使二次电压的误差值在一整天内保持在 2%的范围以内。

10.9 变压器额定功率与损耗

如同所有的电机一样，一台变压器也有各种损耗。这些损耗包括以下方面：

1. 绕组中的 I^2R 损耗；
2. 铁心中的磁滞损耗和涡流损耗；
3. 一次和二次漏磁通在油柜和其他金属固定件中感应出的电流所引起的杂散损耗。

损耗以热能形式出现，会引起温度升高和效率降低。在正常运行时，变压器的效率是非常高的；大型电力变压器中效率往往可达 99.5%。

由铁耗引起的热量取决于主磁通的峰值，而它的大小由外接的电压决定。另一方面，绕组中的散热由它们承载的电流大小决定。所以，为了使变压器温度维持在合理范围内，必须同时对外施电压和负载电流作出限制。这两个限制决定了变压器绕组的额定电压 E_{np}

和 I_{np} 额定电流（包括一次侧和二次侧）。

变压器的额定容量等于一次侧或二次侧的额定电压与额定电流的乘积。它的单位不是瓦特，因为电压和电流的相角差是任意的，取决于负载的情况。所以，变压器的容量以伏・安（V・A）表示，根据其具体大小，可用千伏安（kV・A）或兆伏安（MV・A）。变压器的温升直接由视在功率决定，因此一台 500kV・A 的变压器，不管是带 500kvar 感性负载还是带 500kW 阻性负载，其温升是相同的。

额定容量，频率和电压一般会标注在变压器铭牌上，大容量的变压器额定电流也会注明。

例 10-4 变压器铭牌上注明 250kV・A，60Hz，一次侧 4160V，二次侧 480V，

a. 计算一、二次侧的额定电流；

b. 如果一次电压为 2000V，变压器还能达到 250kV・A 吗？

解 a. 一次侧的额定电流为：

$$I_{np}=\frac{\text{额定 }S}{\text{额定 }E_p}=\frac{S_n}{E_{np}}=\frac{250\times1000}{4160}=60\text{A}$$

二次侧的额定电流为：

$$I_{ns}=\frac{\text{额定 }S}{\text{额定 }E_s}=\frac{S_n}{E_{ns}}=\frac{250\times1000}{480}=521\text{A}$$

b. 如果给一次侧提供 2000V，磁通和铁磁损耗小于正常值，铁心的温度也低于正常值。但负载电流不能超过额定值，否则绕组会过载。因此，在这种低压情况下最大输出为：

$$S=2000\text{V}\times60\text{A}=120\text{kV}\cdot\text{A}$$

◀

10.10 空载磁化曲线

逐渐增加一次电压 E_p，二次侧保持开路。随着电压上升，主磁通 Φ_m 成正比增加（式 9.2），励磁电流 I_o 也会增加，但是随着铁心饱和，磁化电流 I_m 必须急速增长以满足所要求的磁通。如果作出 E_p 和 I_o 变化关系曲线，可以发现过了正常运行点后电流增加是非常迅速的（图 10-14）。一般把变压器磁通密度峰值设计在 1.5T 左右，对应在磁化曲线的膝点附近。因此当变压器施加额定电压时，对应磁通密度大约为 1.5T。可以在变压器上加 1.1 倍的额定电压，但如加上 2 倍的额定电压，所需励磁电流大小也远远超过了满载电流。

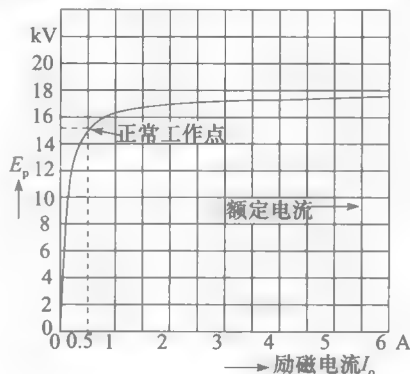


图 10-14 167kV・A，14.4kV/480V，60Hz 变压器的空载磁化曲线

E_p 和 I_o 非线性关系曲线说明励磁阻抗（图 10-1a 由 R_m 和 X_m 组成）并不恒定。实际上，R_m 几乎是不变的，X_m 在磁密增加时迅速减小。多数变压器工作电压接近额定电压，所以 R_m 和 X_m 基本上是恒定的。

10.11 冷却方法

为了防止变压器内的绝缘材料过快损坏，绕组和铁心必须得到足够的冷却。

室内型变压器的容量在 200kV・A 以下，可以通过空气流动自然冷却。变压器外面的金属柜设有通风孔道，空气可以通过对流（convection current）不断经过绕组和铁心（见图 10-15）。大容量变压器可以同样这样制造，但是必须有新鲜空气强制流通。这样的干式变压器经常在建筑物内使用，而不用于其他环境。

容量在 200kV · A 以下的配电变压器经常被放在油箱中，油可以把热量传到油箱，热量通过辐射及对流而消散（见图 10-16）。油的绝缘性能比空气好得多，通常在高压变压器中使用。

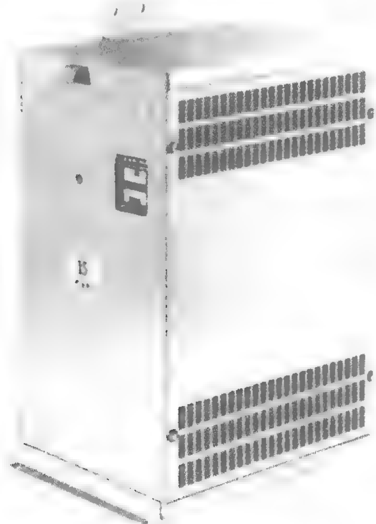


图 10-15 单相，干式变压器，AA 型，15kV · A，600V/240V，60Hz，室内，绝缘等级 150℃。高度：600mm，宽度：434mm，厚度：230mm，重量：79.5kg

（图片由 Hammond 提供）

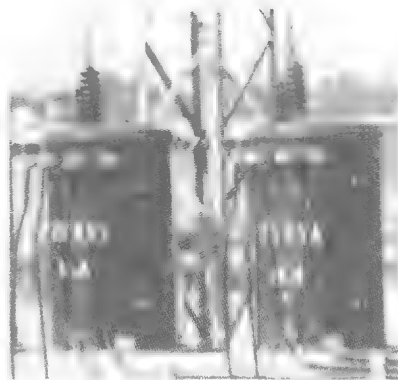


图 10-16 两个单相变压器（OA 型），75kV · A、14.4V/240V、60Hz，温升 55℃，阻抗 4.2%。旁边的小冷却器增加了有效冷却区域

随着容量增大，必须使用外置的冷却装置来加速油箱冷却（见图 10-17）。油在变压器绕组和冷却装置之间循环，把热量发散到周围空气中。对于更大容量的变压器，冷却装置还要加上冷却风扇（见图 10-18）。

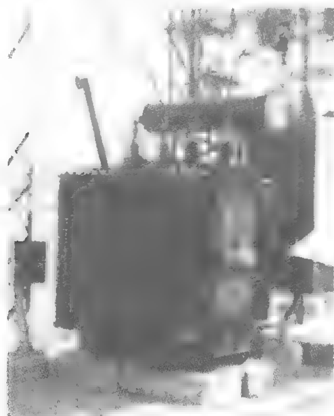


图 10-17 三相变压器（OA 型），1900kV · A、26.4V、60Hz，该变压器功率为图 10-16 中变压器的 25 倍，但仍是自冷却的，可以注意到冷却装置几乎与变压器本身一样大

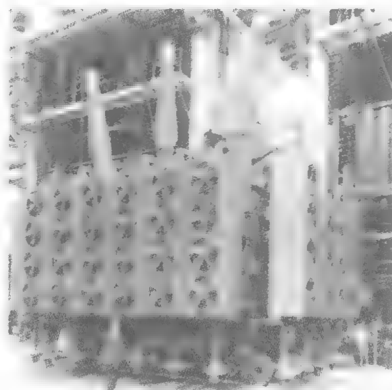


图 10-18 三相变压器（FOA 型），标明 1300MV · A，24.5kV/345kV，60Hz，温升 65℃，阻抗 11.5%。这种立式变压器装于核电站中，是所建造的最大的一种。油循环的装置就在冷却风扇后面

（图片由 Westing house 提供）

对于兆瓦级别的变压器，可以通过油水交换装置冷却。热油从变压器油箱中抽取出来进入热交换器，通过一系列由冷水接触冷却的管子。这种热交换器非常有效，但十分昂

贵，因为水也需要不断的回收和冷却。

一些大变压器设计有多种容量选择，根据冷却方式来选择。比如，一个变压器有三种容量 18 000/24 000/32 000kV·A，取决于冷却方式。

1. 通过空气自然冷却（OA 型），18 000kV·A；
2. 通过冷却风扇（FA 型），24 000kV·A；
3. 油和空气循环冷却（FOA 型），32 000kV·A。

总体上，这种复杂的冷却系统仍然经济，因为它可以使一个特定大小和重量的变压器有比较大的输出（见图 10-19）。

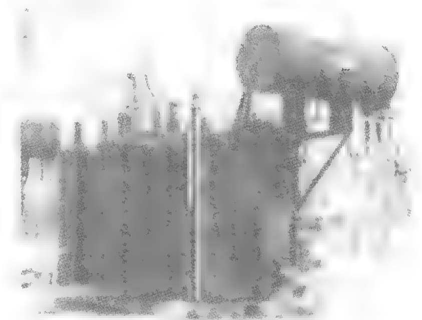


图 10-19 三相 OA/FA/FOA 变压器，36/48/60MV·A，225kV/26.4kV，60Hz，阻抗 7.4%

三相变压器冷却有以下几种：

AA 干式，自冷却；

AFA 干式，强迫冷却；

OA 油浸，自冷却；

OA/FA 油浸，自冷却/强迫冷却；

AO/FA/FOA 油浸，自冷却/强迫冷却/油和空气强迫冷却。

为了保持油的质量，油浸变压器的温升在 55℃ 到 65℃ 之间。而干式变压器温升可达到 180℃，其数值取决于使用的绝缘材料。

10.12 等效电路的简化

图 10-8 给出了完整的变压器等效电路，在大多数实际问题中并不需要考虑得如此仔细。下面介绍在空载和满载情况下来简化电路。

1. 在空载（见图 10-20）时 I_2 为零，I_1 为零，T 是个理想变压器，因此只有励磁电流 I_o 经过 R_1 和 X_{f1}，这些阻抗很小，压降几乎可以忽略不计，而且 R_2 和 X_{f2} 中电流也为零。因此可以忽略这四个阻抗，得出一种更加简化的电路如图 10-21 所示。这里变比 $a=N_1/N_2$ 就是在两端测到的一、二次电压比 E_p/E_s。

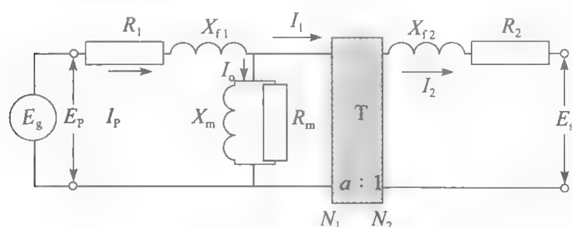


图 10-20 变压器空载的完整等效电路

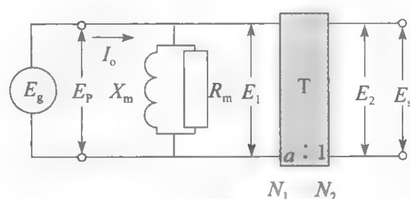


图 10-21 空载时的简化电路

2. 满载时 I_p 至少是 I_o 的 20 倍，因此可以忽略 I_o 以及励磁支路，其电路如图 10-22 所示。该简化电路在 10%额定负载时也能使用。

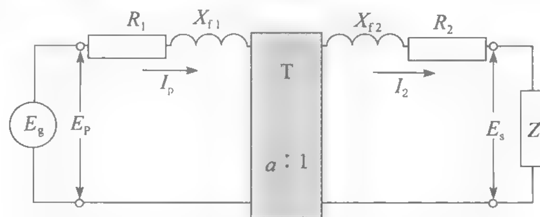


图 10-22 变压器满载时的简化等效电路

可以通过把所有元件都折算到原边的方法进一步简化电路，从而移除了理想变压器 T（见图 10-23）。该方法在 9.10 节中作过介绍。通过一、二次阻抗的变换，可以得到图 10-24 的电路。其中：

$$R_p = R_1 + a^2 R_2 \tag{10.9}$$

$$X_p = X_{f1} + a^2 X_{f2} \tag{10.10}$$

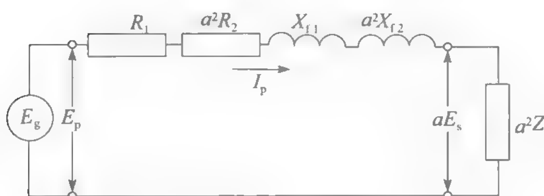


图 10-23 把阻抗折算到一次侧的等效电路

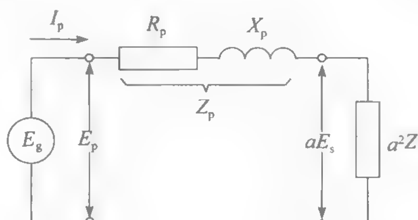


图 10-24 大型变压器的内阻抗主要是电抗

式中，R_p 是变压器电阻在一次侧的折合值；X_p 是变压器漏抗在一次侧的折合值；R_p 和 X_p 共同构成变压器阻抗 Z_p 在一次侧折合值，从等式 2.12 可得

$$Z_p = \sqrt{R_p^2 + X_p^2} \tag{10.11}$$

阻抗 Z_p 是变压器非常重要的参数，在变压器负载工作时会产生一个内部压降。因此，Z_p 对变压器的电压调节率具有重要的影响。

容量在 500kV·A 以上变压器的漏抗 X_p 一般至少是 R_p 的 5 倍以上。因此，在计算电压和电流时可以忽略 R_p。等效电路可简化为只有电抗 X_p 在电源和负载之间（见图 10-25）。至此，一个如图 10-8 所示的复杂电路，经过逐步简化，变成了只带一个电抗和负载串联的电路。

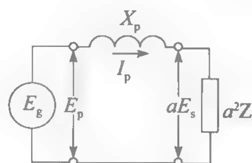


图 10-25 大型变压器的内阻抗主要是电抗

10.13 电压调整率

变压器的一个重要属性是它的电压调整率，当一次侧加上恒定额定电压时，电压调整率用百分比表示，由下面的公式定义：

$$\text{电压调整率} = \frac{E_{NL} - E_{FL}}{E_{FL}} \times 100\% \tag{10.12}$$

式中，E_{NL} 是二次侧空载电压（V）；E_{FL} 是二次侧满载电压（V）。

电压调整率取决于负载的功率因数，分析时应确定功率因数。如果负载是容性的，那么空载电压有可能超过满载电压，这时候电压调整率就是负的了。

例 10-5 单相变压器额定参数为：3000kV·A，69kV/4.16kV，60Hz，折算到一次侧的阻抗为 $Z_p = 127\Omega$，求：

a. 一次侧和二次侧额定电流；

b. 当一次电压为 69kV，带一个 2000kW 阻性负载时，空载到满载的电压调整率；

c. 如果二次侧突然短路，一次和二次电流。

解 a. 一次额定电流

$$I_{np} = S_n / E_{np} = 3\,000\,000/69\,000 = 43.5\text{A}$$

二次额定电流

$$I_{ns} = S_n / E_{ns} = 3\,000\,000/4160 = 721\text{A}$$

b. 由于变压器超过 500kV·A，相对漏抗可以忽略微小的电阻，因此有

$$Z_p = X_p = 127\Omega$$

由图 10-26a，负载 2000kW 时一次侧阻抗为：

$$Z = E_s^2/P = 4160^2/2\ 000\ 000 = 8.65\Omega$$

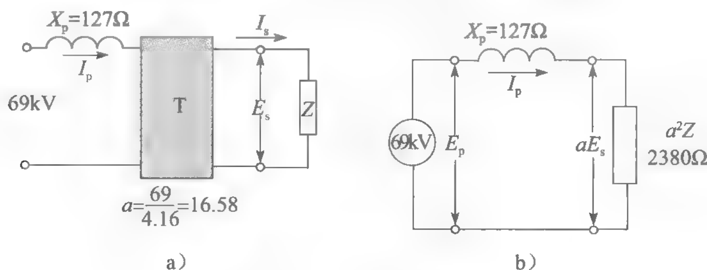


图 10-26 例 10-7 图

折算到一次侧后为：

$$a^2Z = (69/4.16)^2 \times 8.65 = 2380$$

从图 10-26b，可得

$$I_p = 69\ 000/\sqrt{127^2 + 2380^2} = 28.95\text{A}$$

$$aE_s = (a^2Z)I_p = 2380 \times 28.95 = 68\ 902\text{V}$$

$$E_s = 68\ 902 \times (4.16/69) = 4154\text{V}$$

由于一次侧电压是恒定的 69kV，所以二次侧空载电压为 4160V。

电压调整率为：

$$\text{电压调整率} = \frac{E_{NL} - E_{FL}}{E_{FL}} \times 100\% = \frac{4160 - 4154}{4154} \times 100\% = 0.14\%$$

这样的电压调整率是非常好的。

c. 由图 10-26b，如果二次侧突然短路，$aE_s=0$，故

$$I_p = E_p/X_p = 69\ 000/127 = 543\text{A}$$

二次电流为：

$$I_s = aI_p = (69/4.16) \times 543 = 9006\text{A}$$

不管是一次侧还是二次侧短路电流都在额定值的 12.5 倍以上，I^2R 损耗将是正常值的 12.5^2 或 156 倍。电路的断路器或熔丝必须迅速动作，以防止变压器过热。电磁力也较正常值增大了 156 倍，如果绕组没有很好的固定和支撑，将有可能被损坏。 ◀

10.14 变压器阻抗的测量

对于给定的变压器，可以通过图 10-21 和 10.24 节的方法，利用开路和短路实验，求出 X_m、R_m、R_p 和 X_p 的值。

在开路实验中，一次侧施加额定电压，可以测得电流 I_o，电动势 E_p 和功率 P_m（图 10-27）。二次侧开路电压 E_s 也可测得，可通过实验结果得到以下信息：

铁心的有功功率 $=P_m$

铁心的视在功率 $=S_m = E_pI_o$

铁心的无功功率 $=Q_m$

这里 $Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2}$

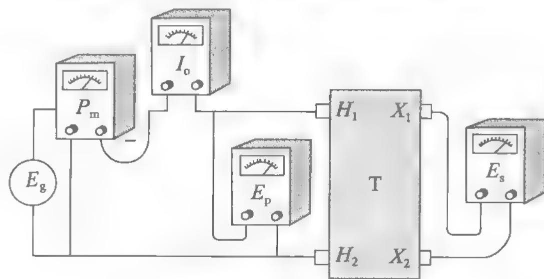


图 10-27 通过开路实验测取 R_m、X_m 及匝数比

对应铁心损耗的励磁电阻为：

$$R_m = E_p^2/P_m$$

励磁电抗为：

$$X_m = E_p^2/Q_m$$

变比为：

$$a=N_1/N_2=E_pE_s$$

在短路实验中，二次绕组短路，电压 E_p 加于一次侧（图 10-28），E_p 比正常值要低很多（通常是额定值的百分之五）。一次电流 I_{sc} 必须比正常值小，以防止过热，还可以防止实验时绕组电阻的突然变化。

电压 E_{sc}，电流 I_{sc} 和功率 P_{sc} 在一次侧测量（见图 10-28）。计算如下：

折算到一次侧的总阻抗为

$$Z_p = E_{sc}/I_{sc} \tag{10.13}$$

折算到一次侧的总电阻为：

$$R_p = P_{sc}/I_{sc}^2 \tag{10.14}$$

折算到一次侧的总电抗为：

$$X_p = \sqrt{Z_p^2 - R_p^2}$$

例 10-6 对 500kV·A，69kV/4·16kV，60Hz 的变压器做短路实验，X_1、X_2 短接（见图 10-28），测得如下的电压，电流和功率：

$$E_{sc} = 2600\text{V}$$

$$I_{sc} = 4\text{A}$$

$$P_{sc} = 2400\text{W}$$

求变压器的漏阻和漏抗，折算到 HV 端。

解　由变压器短路时的等效电路（见图 10-29），可得以下数值：

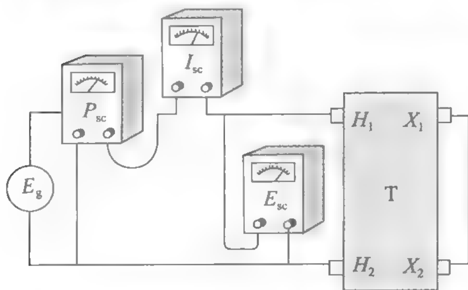


图 10-28　短路实验测定漏阻抗和绕组电阻

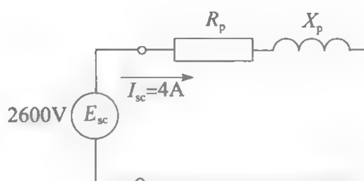


图 10-29　例 10-6 图

折算到一次侧的总阻抗为：

$$Z_p = E_{sc}/I_{sc} = 2600/4 = 650\Omega$$

折算到一次侧的总电阻为：

$$R_p = P_{sc}/I_{sc}^2 = 2400/16 = 150\Omega$$

折算到一次侧的总电抗为

$$X_p = \sqrt{650^2 - 150^2} = 632\Omega$$

◀

例 10-7 如果对例 10-6 中的变压器进行开路实验，在低压侧加电压，则可得到如下数值（在某些情况下，比如检修时，69kV 的电压可能无法提供，那么可以在 LV 端加上额定电压）。

$$E_s = 4160\text{V}，I_o = 2\text{A}，P_m = 5000\text{W}$$

通过以上数据和上题的结果，计算

a. 折算至一次侧 X_m 和 R_m（见图 10-21）

b. 带 250kV·A 负载时变压器的效率，其功率因数为 80%（滞后）

解　a. 对二次侧应用式（10.1）

$$R_m = E_s^2/P_m = 4160^2/5000 = 3461\Omega$$

视在功率为：

$$S_m = E_s I_o = 4160 \times 2 = 8320\text{V}\cdot\text{A}$$

$$Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2} = \sqrt{8320^2 - 5000^2} = 6650\text{var}$$

$$X_m = E_s^2/Q_m = 4160^2/6650 = 2602\Omega$$

折算到一次侧的 R_m 和 X_m 增大了 $(69\,000/4160)^2 = 275$ 倍，折算至一次侧的值为：

$$X_m = 275 \times 2602\Omega = 715 \times 10^3\Omega = 715\text{k}\Omega$$

$$R_m = 275 \times 3461\Omega = 952 \times 10^3\Omega = 952\text{k}\Omega$$

如果一次侧加上的是 69kV 电压，所测数值即为以上结果。

b. 工业上负载和电压有波动，如果说负载是 250kV·A，$\cos\theta = 0.8$，就是说负载大约是 250kV·A，功率因数大约是 0.8，并且一次电压大约是 69kV。

由上面分析可知，计算效率时，即使我们有能力计算出来，也无法得到精确的数值。知道了这一点，就可以根据假设更容易地得到一个结论。

变压器等效电路和负载如图 10-30 所示，R_p 和 X_p 的值已经知道了，只要加上励磁支路即可。因为 X_m 和 R_m 远大于 R_p 和 X_p，为了使计算方便，可把 X_m 和 R_m 由 3、4 端移到 1、2 端。假定负载电压为 4160V，可以计算变压器的效率如下：

负载电流为：

$$I_2 = S/E_s = 250\,000/4160 = 60\text{A}$$

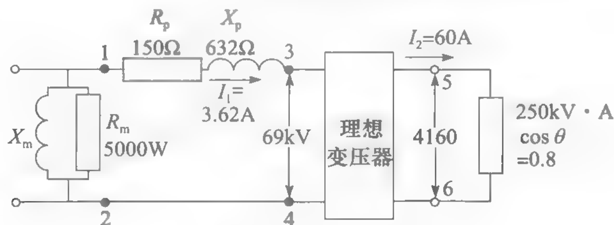


图 10-30　例 10-7 图

变比为：

$$a = 69\text{kV}/4160\text{V} = 16.59$$

一次电流为：

$$I_1 = I_2/a = 60/16.59 = 3.62\text{A}$$

总的铜耗为（一次侧和二次侧）：

$$P_{\text{copper}} = I_1^2 R_p = 3.62^2 \times 150 = 1966\text{W}$$

在变压器 LV 端测得的铁耗为：

$$P_{\text{iron}} = 5000\text{W}$$

总损耗为：

$$P_{\text{losses}} = 5000 + 1966 = 6966\text{W} = 7\text{kW}$$

变压器传给负载的有功功率为：

$$P_o = S\cos\theta = 250 \times 0.8 = 200\text{kW}$$

变压器的有功功率为：

$$P_i = P_o + P_{losses} = 200 + 7 = 207\text{kW}$$

因此效率为：

$$\eta = P_o/P_i = 200/207 = 0.966 \text{ or } 96.6\%$$

注意到在计算中，只考虑了有功功率，效率计算时没用到无功功率及变压器负载。◀

10.15 标幺值

标幺值的概念经常在分析变压器以及电机时使用，原因是它可以让我们对阻抗，电压，电流和功率的相对大小有一个直观的感觉。这样我们只需关心数值大小，而不必涉及欧姆，安培，伏特和瓦特等单位。

把标幺值方法用在变压器上是不难理解的，如果读者对这种计算方法不熟悉，在继续阅读之前可以参见 1.9～1.11 节的内容。

表 10-2 给出了五个从 1kV·A 到 400MV·A 的变压器的 R_1、R_2、X_{f1}、X_{f2}、X_m、R_m 的数值。浏览这个表格，可知道阻抗从 505 000Ω 到 0.0003Ω，相差有十亿倍。由于这些不同的电压、电流和阻抗用实际值表示，并带有伏特、安培和欧姆等单位，故难以有一个适合表述的形式。

表 10-2 变压器的实际值

S_n	kV·A	1	10	100	1000	400 000
E_{np}	V	2400	2400	12 470	69 000	13 800
E_{ns}	V	460	347	600	6900	424 000
I_{np}	A	0.417	4.17	8.02	14.5	29 000
I_{ns}	A	2.17	28.8	167	145	943
R_1	Ω	58.0	5.16	11.6	27.2	0.0003
R_2	Ω	1.9	0.095	0.024	0.25	0.354
X_{f1}	Ω	32	4.3	39	151	0.028
X_{f2}	Ω	1.16	0.09	0.09	1.5	27
X_m	Ω	200 000	29 000	150 000	505 000	460
R_m	Ω	400 000	51 000	220 000	432 000	317
I_o	A	0.0134	0.0952	0.101	0.210	52.9

为了代替用欧姆表示的 R_1、R_2、X_{f1}、X_{f2}、X_m、R_m，可以选择用它们的相对值来表示。问题是：应该用什么值来作为一个基准？

最好的办法是用变压器的额定值（电压和电流），通过它们计算出一个欧姆值作为基准。

比如，对于上表中 10kV·A 的变压器，二次侧额定阻抗为：

$$Z_{ns} = \frac{E_{ns}}{I_{ns}} = \frac{347\text{V}}{28.8\text{A}} = 12.0\Omega$$

用此欧姆数值作为基准，二次侧电阻的相对值为：

$$R_2(\text{pu}) = \frac{0.095\Omega}{12.0\Omega} = 0.0079$$

同样，一次侧额定阻抗为：

$$Z_{np} = \frac{E_{np}}{I_{np}} = \frac{2400\text{V}}{4.17\text{A}} = 576\Omega$$

用此欧姆数值作为基准，原边电阻的相对值为：

$$R_1(\text{pu}) = \frac{5.16\Omega}{576\Omega} = 0.0090$$

标幺值 R_1(pu) 和 R_2(pu) 是纯数字，因为它们是单位相同的 2 个数量的比值。

一次侧的参数通常和一次侧额定阻抗 Z_{np} 相比，二次侧的参数通常和二次侧额定阻抗 Z_{ns} 相比。

通过这样的办法计算 10kV·A 变压器的其他阻抗，可以得到 X_{f1}(pu) 和 R_m(pu)，如表 10-3 所示。

其他变压器的相对阻抗也用相同的方法计算，每次都选用额定阻抗 Z_{np} 和 Z_{ns} 作为基准，Z_{np} 和 Z_{ns} 可计算如下：

$$Z_{np}=\frac{E_{np}}{I_{np}}=\frac{E_{np}}{S_n/E_{np}}=\frac{E_{np}^2}{S_n} \tag{10.15a}$$

$$Z_{ns}=\frac{E_{ns}}{I_{ns}}=\frac{E_{ns}}{S_n/E_{ns}}=\frac{E_{ns}^2}{S_n} \tag{10.15b}$$

实际上，这些相对值如 R_1、R_2、X_{f1} 称作标幺值，标明为如 R_1(pu)、R_2(pu)、X_{f1}(pu)。用作参考的数据叫做基值，因此 Z_{np}、Z_{ns}、S_n、E_{np}、E_{ns}、I_{np}、I_{ns} 等在表 10-3 中列出的都是基值。

表 10-3 变压器的标幺值

S_n	kV·A	1	10	100	1000	400 000
E_{np}	V	2400	2400	12 470	69 000	13 800
E_{ns}	V	460	347	600	6900	424 000
I_{np}	A	0.417	4.17	8.02	14.5	29 000
I_{ns}	A	2.17	28.8	167	145	943
Z_{np}	Ω	5760	576	1555	4761	0.4761
Z_{ns}	Ω	211.6	12.0	3.60	47.61	449.4
R_1(pu)	—	0.0101	0.0090	0.0075	0.0057	0.000 71
R_2(pu)	—	0.0090	0.0079	0.0067	0.0053	0.000 79
X_{f1}(pu)	—	0.0056	0.0075	0.0251	0.0317	0.0588
X_{f2}(pu)	—	0.0055	0.0075	0.0250	0.0315	0.0601
X_m(pu)	—	34.7	50.3	96.5	106	966
R_m(pu)	—	69.4	88.5	141.5	90.7	666
I_o(pu)	—	0.032	0.023	0.013	0.015	0.0018

观察表 10-3，可发现对指定的变压器，R_1(pu) 和 R_2(pu) 的数值近似相等，X_{f1}(pu) 和 X_{f2}(pu) 的数值也近似相等，而在表 10-2 中则无这种现象。

额定值相差很大的变压器的标幺值也比较相近，例如，1kV·A 变压器的 R_1(pu)(0.0101) 与 1000kV·A 的 R_1(pu)(0.0057)，尽管他们实际值相差 1000 倍以上，而且额定电压也大不相同。很明显，标幺值方法可以让我们更加深入地了解事物的内在特性。

10.16 变压器阻抗

变压器总的阻抗 Z_p 在 10.12 节中有定义，并在图 10-24 中明确标出。电力或配电变压器的相关数据通常会标注在铭牌上面。通常它们以额定阻抗的百分比形式给出，比如，铭牌上标出 3.6%，说明 Z_p 的标幺值是 0.036。

例 10-8 变压器额定值为 250kV·A，4160V/480V，60Hz，阻抗为 5.1%，计算：

a. 一次和二次侧的阻抗基值；

b. 折算到一次侧的总阻抗。

解 a. 一次侧的阻抗基值为：

$$Z_{np}=E_p^2/S_n=4160^2/250\,000=69\Omega$$

二次侧的阻抗基值为：

$$Z_{ns} = E_s^2/S_n = 480^2/250\ 000\Omega = 0.92\Omega$$

b. 折算到一次侧的总阻抗为：

$$Z_p = 5.1\% \times Z_{np} = 0.051 \times 69\Omega = 3.52\Omega$$ ◀

10.17 典型阻抗标幺值

通过与阻抗基值进行比较，可以对绕组的电阻及漏抗的相对数量有一个更好的把握。比较中，一次电路参数以一次阻抗基值作为参考，同理二次电路参数以二次阻抗基值作为参考。这样的比较可以通过百分比或标幺值表示，通常选择后者。表10-4列出了3kV·A到100MV·A的变压器的典型标幺值。例如，表格给出了一次绕组电阻标幺值，对于额定容量3kV·A到100MV·A的变压器数值从0.009到0.002不等。虽然容量变化如此之大，漏阻 R_1 相对阻抗基值的变化却只是从0.009到0.002。知道了一、二次侧的阻抗基值，我们可以准确估算变压器的阻抗数值，表10-4及图10-31给出的信息非常有用。

例10-9 由表10-4及图10-31，计算250kV·A，4160V/480V，60Hz的配电变压器的阻抗的实际数值。

表10-4 典型的标幺值数值

电路元件（见图10-31）	典型标幺值	
	3～250kV·A	1～100MV·A
R_1 或 R_2	0.009～0.005	0.005～0.002
X_{f1} 或 X_{f2}	0.008～0.025	0.03～0.06
X_m	20～30	50～200
R_m	20～50	100～500
I_o	0.05～0.03	0.02～0.005

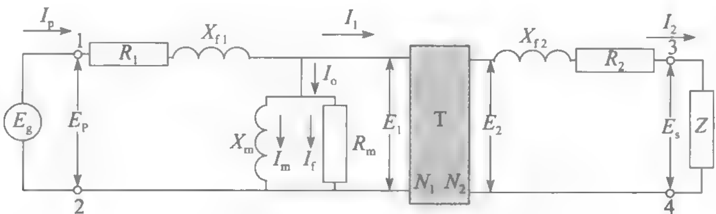


图10-31 变压器等效电路

解 首先确定一次和二次侧的阻抗基值。从例10-8中可得

$$Z_{np} = 69\Omega$$

$$Z_{ns} = 0.92\Omega$$

计算实际值时，需要将 Z_{np} 和 Z_{ns} 乘以表10-3中的标幺值，可得出以下结果：

$$R_1 = 0.005 \times 69\Omega = 0.35\Omega$$

$$R_2 = 0.005 \times 0.92\Omega = 4.6\text{m}\Omega$$

$$X_{f1} = 0.025 \times 69\Omega = 1.7\Omega$$

$$X_{f2} = 0.025 \times 0.92\Omega = 23\text{m}\Omega$$

$$X_m = 30 \times 69\Omega = 2070\Omega = 2\text{k}\Omega$$

$$R_m = 50 \times 69\Omega = 3450\Omega = 3.5\text{k}\Omega$$

这个例子说明了标幺值方法的用途，250kV·A变压器的等效电路为图10-32。真实数值可能会高于或低于这里标出的数值百分之20到50。原因是表10-3中的标幺值是对一

系列变压器总体的估计值。

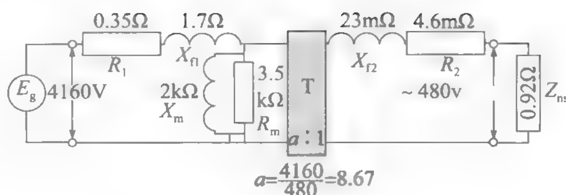


图 10-32 例 10-9 图

例 10-10 500kV·A，69kV/4160V，60Hz 的变压器如图 10-30 所示，其电阻 R_p 为 150Ω，漏抗 X_p 为 632Ω。用标幺值方法，计算：

a. 负载从 0 到 250kV·A，功率因数为 80%（滞后）时，求电压调整率；

b. 负载 250kV·A 时其实际电压；

c. 实际一次电流 I_1。

解 由图 10-30 可知励磁支路并不影响 R_p 和 X_p 上的压降，也不影响电压调整率。为了求出电压调整率，应将电压、阻抗和电流都折算到 HV（69kV）侧。假定 1、2 端电压是 69kV，并且恒定不变。

功率基值 P_B 为 500kV·A

电压基值 E_B 为 69kV

因此，电流基值为：

$$I_B = P_B/E_B = 500\,000/69\,000 = 7.25\text{A}$$

阻抗基值为：

$$Z_B = E_B/I_B = 69\,000/7.25 = 9517\Omega$$

R_p 标幺值为：

$$R_p(\text{pu}) = 150/9517 = 0.0158$$

X_p 标幺值为：

$$X_p(\text{pu}) = 632/9517 = 0.0664$$

E_{12} 标幺值为：

$$E_{12}(\text{pu}) = 69\,000/69\text{kV} = 1.0$$

负载吸收视在功率标幺值为：

$$S(\text{pu}) = 250\text{kV}\cdot\text{A}/500\text{kV}\cdot\text{A} = 0.5$$

负载吸收有功功率标幺值为：

$$P(\text{pu}) = S(\text{pu})\cos\theta = 0.5 \times 0.8 = 0.4$$

负载吸收无功功率标幺值为：

$$Q(\text{pu}) = \sqrt{S^2(\text{pu}) - P^2(\text{pu})} = \sqrt{0.5^2 - 0.4^2} = 0.3$$

对应于 P 的阻抗标幺值 R_L 为

$$R_L(\text{pu}) = \frac{E^2(\text{pu})}{P(\text{pu})} = \frac{1.0^2}{0.4} = 2.50$$

对应于 Q 的阻抗标幺值 X_L 为：

$$X_L(\text{pu}) = \frac{E^2(\text{pu})}{Q(\text{pu})} = \frac{1.0^2}{0.3} = 3.333$$

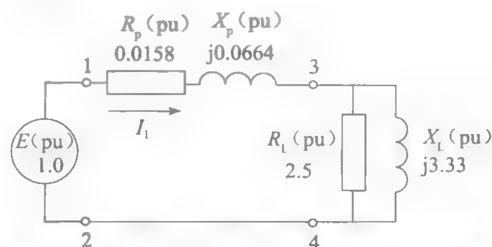


图 10-33 500kV·A 变压器带 250kV·A 负载时的标幺值等效电路

采用标幺值表示后的等效电路如图 10-33 所示，由于励磁支路没有参与计算过程，故在电路图中未表示。注意到在图 10-30 中从一次侧 3、4

端看进去的负载（其实这些端口并不存在，而只在等效电路中存在），3、4 端的阻抗标幺值为

$$Z_{34}(\mathrm{pu}) = \frac{2.50 \times \mathrm{j}3.33}{250 + \mathrm{j}3.33} = 2\angle 36.87^\circ = 1.6 + \mathrm{j}1.2$$

1、2 端的阻抗标幺值为：

$Z_{12}(\mathrm{pu}) = 0.0158 + 1.6 + \mathrm{j}(1.2 + 0.0664) = 1.616 + \mathrm{j}1.266 = 2.053\angle 38.07^\circ$

电流 I_1 的标幺值为：

$$I_1(\mathrm{pu}) = \frac{E_{12}(\mathrm{pu})}{Z_{12}(\mathrm{pu})} = \frac{1.0}{2.053\angle 38.07^\circ} = 0.4872\angle -38.07^\circ$$

负载电压 E_{34} 标幺值为：

$$E_{34}(\mathrm{pu}) = I_1(\mathrm{pu}) \times Z_{34}(\mathrm{pu}) = (0.4872\angle -38.07^\circ)(2\angle 36.87^\circ) = 0.9744\angle -1.20^\circ$$

电压调整率标幺值为：

$$\frac{E_{34}(\mathrm{pu})\ 空载 - E_{34}(\mathrm{pu})\ 满载}{E_{34}(\mathrm{pu})\ 满载} = \frac{1.0 - 0.9744}{0.9744} = 0.0263$$

a. 因此电压调整率为 2.63%

可以根据上面结果计算出实际的电压和电流。

3、4 端电压为：

$$E_{34} = E_{34}(\mathrm{pu}) \times E_{\mathrm{B}} = 0.9744 \times 69\,000 = 67.23\mathrm{kV}$$

b. 负载上实际的电压为：

$$E_{56} = E_{34} \times (4160/69\,000) = 67.23 \times 10^3 \times 0.0603 = 4054\mathrm{V}$$

c. 实际电流为：

$$I_1 = I_1(\mathrm{pu}) \times I_{\mathrm{B}} = 0.4872 \times 7.246 = 3.53\mathrm{A}$$ ◀

10.18 变压器并联

当负载过大而超出现有变压器的容量时，有时需要再并联一个变压器。为了保证两个变压器合理的分担负载，它们必须满足下面条件：

a. 相同的一、二次电压；

b. 相同的阻抗标幺值。

并联时应特别注意每个变压器的极性，必须使相同极性的端连在一起（见图 10-34）。如果极性接反，一旦变压器通电，会出现严重的短路情况。

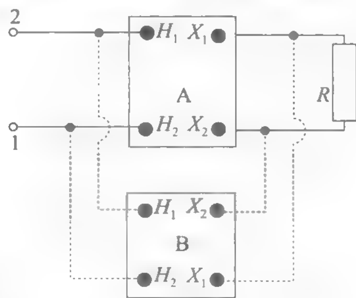
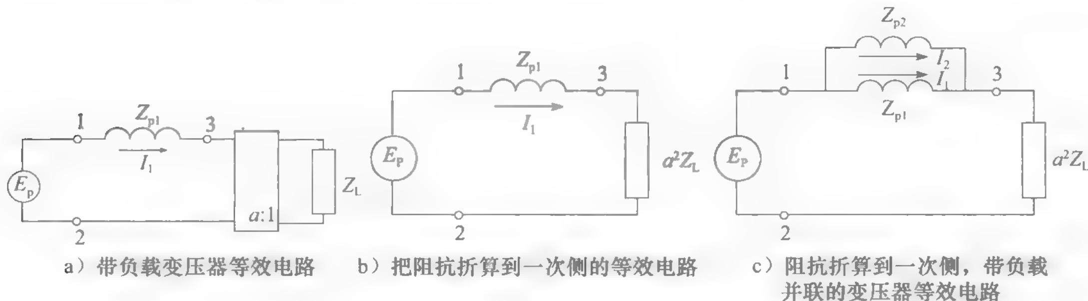


图 10-34 带负载的变压器并联

为了计算并联的变压器分别通过的电流，要先确定系统的等效电路。当一个变压器带上负载 Z_L（见图 10-35a），一次电压 E_p 为和折算到一次侧的阻抗为 Z_{p1}。如果变压器的变比是 a，电路可以简化为图 10-35b，这个过程大家都已经很熟悉了。



a）带负载变压器等效电路　b）把阻抗折算到一次侧的等效电路　c）阻抗折算到一次侧，带负载并联的变压器等效电路

图 10-35 变压器等效电路图

如果阻抗为 Z_{p2} 的第二个变压器的与第一个变压器相并联，等效电路就成了图 10-35c 所示。两个电抗并联，相对应的变压器一次电流分别是 I_1 和 I_2。由于阻抗压降 E_{13} 相同，可得：

$$I_1 Z_{p1} = I_2 Z_{p2} \tag{10.16}$$

即

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_{p2}}{Z_{p1}} \tag{10.17}$$

一次电流的比值就由相对应的一次阻抗大小来决定，而不是由变压器的额定值决定。要使两个变压器产生的温升一样，电流应正比于变压器的额定容量。因此，应满足以下条件：

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{S_1}{S_2} \tag{10.18}$$

从式（10.17）到式（10.18），可以证明如果变压器拥有相同的阻抗标幺值，那么所希望的情况就会出现。下面的例子说明阻抗标幺值不同时会出现的结果。

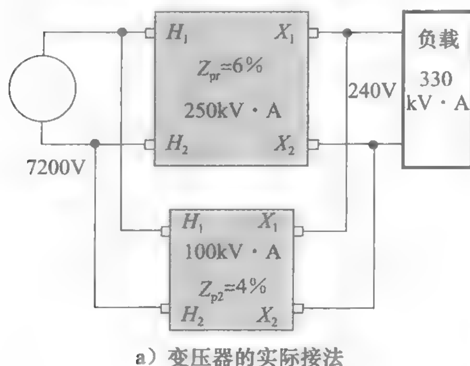
例 10-11 100kV·A 的变压器和 250kV·A 的变压器并联，负载为 330kV·A。变压器额定电压为 7200V/240V，100kV·A 的变压器阻抗为 4%，而 250kV·A 的变压器阻抗 6%（见图 10-36a)。求：

a. 每个变压器的额定一次电流；

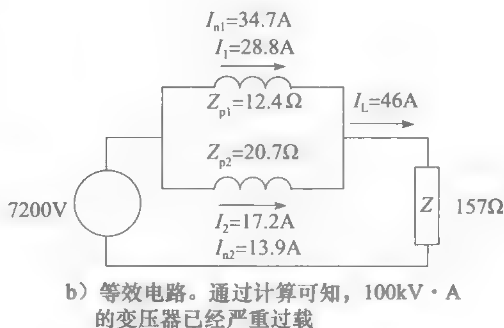
b. 折算到一次侧的负载阻抗；

c. 折算到一次侧的变压器阻抗；

d. 每个变压器实际的一次电流。



a）变压器的实际接法



b）等效电路。通过计算可知，100kV·A 的变压器已经严重过载

图 10-36 例 10-11 图

解 a. 250kV·A 的变压器一次额定电流为：

$$I_{n1} = 250\,000/7200 = 34.7\text{A}$$

100kV·A 的变压器一次额定电流为：

$$I_{n2} = 100\,000/7200 = 13.9\text{A}$$

b. 图 10-35c 给出了这两个变压器折算到一次侧后的等效电路。注意到变压器阻抗 Z_{p1} 和是 Z_{p2} 感性的，这个假设在大型变压器中是完全成立的。折算到一次侧的负载阻抗为：

$$Z = E_p^2/S_{load} = 7200^2/330\,000 = 157\Omega$$

近似负载电流为：

$$I_L = S_{load}/E_p = 330\,000/7200 = 46\text{A}$$

c. 250kV·A 的变压器阻抗基值为：

$$Z_{np1} = 7200^2/250\,000 = 207\Omega$$

折算到一次侧为：

$$Z_{p1} = 0.06 \times 207 = 12.4\Omega$$

100kV·A 的变压器阻抗基值为：

$$Z_{np2} = 7200^2/100\,000 = 518\Omega$$

折算到一次侧为：

$$Z_{p2} = 0.04 \times 518 = 20.7\Omega$$

d. 根据图 10-36b，可知 46A 的负载电流可以分成以下 2 部分：

$$I_1 = 46 \times 20.7/(12.4 + 20.7) = 28.8\text{A}$$

$$I_2 = 46 - 28.8 = 17.2\text{A}$$

100kV·A 的变压器严重的过载了，因为它的一次电流为 17.2A，比额定值 13.9A 多出了 25%。250kV·A 的变压器没有超载，因为它的电流为 28.8A，而额定值为 34.7A。显然，两个变压器并没有按它们的额定容量比例分担负载。 ◀

习题

初级

10-1 说出变压器主要组成部分的名字。

10-2 说明变压器二次绕组电压是怎样感应出来的。

10-3 二次绕组匝数是一次侧的两倍，二次电压大于还是小于一次电压？

10-4 哪个绕组接到负载上，一次侧还是二次侧？

10-5 在负载情况下，说明一次侧和二次侧的电压与电流关系。一次侧和二次侧匝数分别为 N_1 和 N_2

10-6 说出变压器的各种损耗。

10-7 变压器的空载电流有什么作用？

10-8 说出变压器并联必须满足的三个条件。

10-9 变压器分接头的作用是什么？

10-10 说出三种冷却变压器的方法

10-11 变压器一次侧接到 600V，60Hz 电源上，如果一次侧匝数为 1200，二次侧匝数为 240，求二次电压。

10-12 变压器绕组匝数分别为 300 和 7500。如果低压侧接到 2400V 电源上，求高压侧的电压。

10-13 6.9kV 的输电线接到一次侧匝数 1500 二次侧匝数 24 的变压器上，如果二次侧阻抗为 5Ω，计算：

a. 二次电压

b. 原二次电流

10-14 变压器一次侧匝数为二次侧匝数的两倍，一次电压为 220V，负载为 5Ω，计算变压器传递的功率，以及一、二次侧的电流。

10 15 一台 3000kV·A 的变压器一、二次侧电压分别为 60kV 到 2.4kV，计算一、二次侧额定电流。

中级

10-16 在题 10-11 中，计算铁心磁通峰值。

10-17 解释为什么所给电压固定，磁通峰值也会恒定。

10-18 图 10-37 的变压器接到 120V，60Hz 的电源上，空载电流 I_o 为 3A，一次侧和二次侧匝数分别为 200 和 600。如果有 40% 的一次磁通和二次侧交链，计算

a. 电压表读数；

b. 磁通 Φ 峰值；

c. 磁通 Φ_m 峰值；

d. 画出 Φ_m，E_1，E_2，I_o，Φ_m，Φ_{f1} 的相量图。

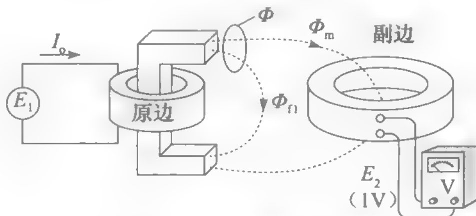


图 10-37 习题 10-18 图

10-19 在图 10-38 中，将 600V 电压接到 H_1 和 H_2 两端，测得 X_1 和 X_2 两端为 80V。

a. H_1 和 X_2 两端电压是多少？

b. 如果把 H_1 和 X_1 连接到一起，计算 H_2 和 X_2 两端的电压。

c. 变压器一、二次侧是加极性还是减极性的？

10-20 a. 根据图 10-34，如果把变压器 B 的 H_1 和 H_2 接反会怎样？

b. 变压器 B 的 H_1 和 H_2，X_1 和 X_2 接反，对变压器的运行情况有什么影响？

10-21 说明为什么在实际变压器中，阻性负载增加时，二次电压会下降？

10-22 下面的术语代表什么？

a. 变压器阻抗；

b. 变压器阻抗百分比。

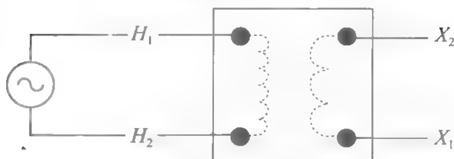


图 10-38 习题 10-19 图

10-23 题 10-15 中变压器阻抗为 6%，计算阻抗折算值：

a. 折算至一次侧（60kV）；

b. 折算至二次侧（2.4kV）。

10-24 2300V 电压接到图 10-13 中的端 1 和 4，计算：

a. X_1 和 X_2 之间的电压；

b. 二次侧负载为 12kV·A，求一、二次电流。

10-25 66.7MV·A 的变压器效率为 99.3%，它把功率传给一个功率因数为 1 的负载。

a. 计算这种情况下变压器的损耗。

b. 当变压器传送 66.7MV·A 到功率因数为 80% 的负载时，求其损耗和效率。

10-26 如果图 10-15 变压器被放在一个油箱里面，温度必须降低到 65°。请解释原因。

高级

10-27 根据图 10-39，如果变压器接到 50Hz 的电源上，计算铁心中的磁通峰值。

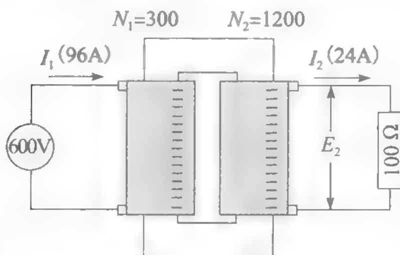


图 10-39 习题 10-33 图。一次绕组绕在 1 个铁心柱上，二次绕组绕在另一铁心柱上

10-28 一次侧和二次侧耦合减少，则变压器阻抗增大。请解释原因。

10-29 下面的信息对应图 10-22

$R_1 = 18\Omega$ $E_p = 14.4\text{kV}$(额定)

$R_2 = 0.005\Omega$ $E_s = 240\text{kV}$(额定)

$X_{f1} = 40\Omega$ $X_{f2} = 0.01\Omega$

如果变压器额定容量 75kV·A，计算：

a. 折算到一次侧的变压器阻抗；

b. 变压器阻抗百分比；

c. 折算到二次侧的变压器阻抗；

d. 二次侧阻抗百分比；

e. 满载总铜耗；

f. 变压器电阻和电抗的百分比。

10-30 对 10MV·A，66kV/7.2kV 的变压器做短路实验（见图 10-28），得到以下结果：

$$E_g = 2640\text{V}$$
$$I_{sc} = 72\text{A}$$
$$P_{sc} = 9.85\text{kW}$$

计算：

a. 折算至 66kV 一次侧的总的电阻和漏抗；

b. 折算至一次侧的变压器阻抗；

c. 变压器阻抗百分比。

10-31 在题 10-30 中，如果工作在额定电压时的铁耗为 35kW，计算当负载功率因数为 85% 时变压器的满载效率。

10-32 a. 变压器绕组运行在电流密度为 3.5A/mm² 的情况下。如果采用铜线并且在温度为 75℃ 时，计算每千克导线的铜耗。

b. 如果绕组是铝线，计算相同情况下的每千克损耗。

10-33 如果变压器根据图 10-39 制成，它的电压调整性能很不好。解释原因并提出一种改善方法。

工程应用

10-34 一台变压器额定值为 200kV·A，14 400V/277V。高压绕组电阻为 62Ω。277V 绕组侧的电阻大约是多少？

10-35 题 10-34 中一次绕组为 11 号美国标规线。计算二次侧导横截面（用平方厘米表示）。

10-36 一台油浸配电变压器额定容量为 10kV·A，重 118kg，另一台 100kV·A 的变压器重 445kg。计算每台变压器每千克所能输出的功率。

10-37 变压器如图 10-13 所示，额定容量 40kV·A。如果把 80V 的电压加到 X_1 和 X_2 两端，3 和 4 之间电压将会是多少？如果在 3 和 4 之间接上负载，其所允许的最大电流是多少？

第11章 特殊变压器

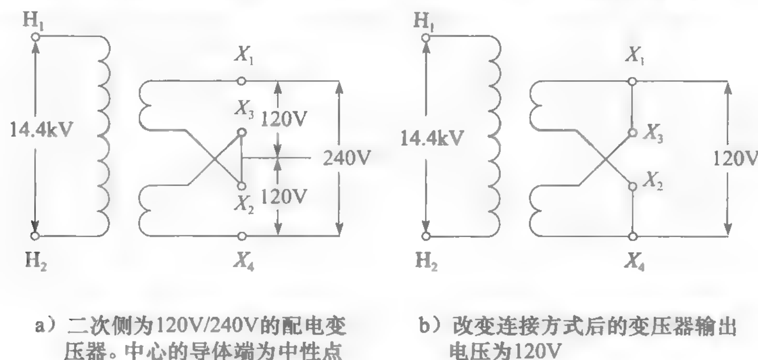
11.0 引言

为了满足一些特殊的工业应用需要，许多变压器必须专门设计。本章将研究这些专用变压器，它们分别应用于配电系统、霓虹灯、实验室、感应炉以及高频电器中。虽然这些变压器各有特点，但都具有第10章所讨论的标准变压器的基本特性。因此，当变压器运行时，以下的近似处理依然成立：

1. 绕组上的感应电势正比于匝数、频率和磁通。
2. 一次侧的安匝数等于二次侧的安匝数。
3. 输入视在功率等于输出视在功率。
4. 忽略一次侧的励磁电流。

11.1 双电压配电变压器

用于向居民区送电的变压器通常有两个二次侧，每个二次侧的电压为120V。两个二次绕组串联，输出电压为240V（见图11-1），一般情况下两个绕组连接的中性点接地。高压绕组的 H_2 端通常和二次绕组的中性点连接，以使两个绕组共同接地。



a）二次侧为120V/240V的配电变压器。中心的导体端为中性点

b）改变连接方式后的变压器输出电压为120V

图 11-1　双电压配电变压器

配电变压器的视在功率为3kV·A到500kV·A。它们通常安装在电杆上（见图11-2），每个变压器可以为多至20个用户提供电能。

根据用户的需求，变压器一天中各个时间段的负载量不尽相同。居民区的用电高峰有两个，分别在早晨和黄昏。每个高峰期持续时间不超过两个小时，而在一天24小时中的大部分时间，变压器都运行在额定功率以下。由于电力系统中连接有成千上万的变压器，所以必须尽量减少空载损耗。这可以通过使用低耗硅钢片做铁心来实现。



图 11-2　单相杆载式配电变压器，100kV·A，14.4kV/240V/120V，60Hz

11.2 自耦变压器

设一个单绕组变压器的总匝数为 N_1，绕在铁心上（见图 11-3）。绕组连接于交流恒压源 E_1，励磁电流 I_0 产生磁链为 Φ。因为电压峰值保持不变，所以磁链的峰值是固定的，这对于各种变压器均成立（9.2 节）。

从绕组中间接出 C 端，A、C 之间的匝数为 N_2，由于感应电压正比于 A、C 之间的匝数，因此可以得到

$$E_2 = (N_2/N_1) \times E_1 \tag{11.1}$$

因此，该单绕组变压器的一次电压为 E_1，二次电压为 E_2。由于共用 A 端，所以一次侧 B、A 端与二次侧 C、A 端并不是相互独立的。

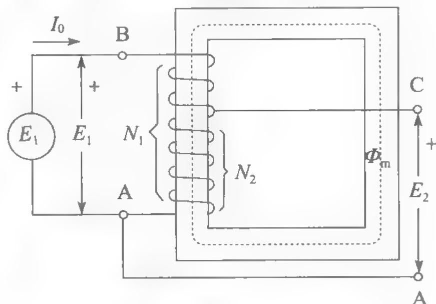


图 11-3 自耦变压器，原边匝数为 N_1，副边匝数为 N_2

如果我们在二次侧接上负载，则在二次侧产生电流 I_2，一次侧产生电流 I_1（见图 11-4）。

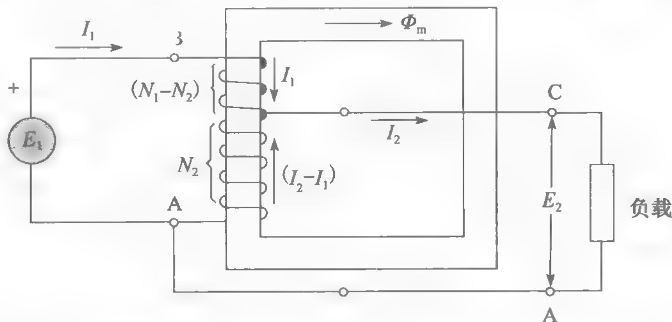


图 11-4 带负载的自耦变压器在绕组上半部和下半部的电流方向相反

绕组的 BC 段流过电流 I_1，因此，根据基尔霍夫电流定律，CA 段流过的电流为 (I_2-I_1)。于是，I_1 产生的每匝磁通等于 (I_2-I_1) 产生的每匝磁通，即

$$I_1(N_1 - N_2) = (I_2 - I_1)N_2$$

从而可得

$$I_1 N_1 = I_2 N_2 \tag{11.2}$$

最后，假设变压器空载损耗与励磁电流都可忽略，则负载吸收的视在功率等于变压器从电源获得的视在功率，即

$$E_1 I_1 = E_2 I_2 \tag{11.3}$$

式（11.1）、式（11.2）和式（11.3）与匝数比为 N_1/N_2 的标准变压器的等式相同。特别之处在于，自耦变压器中，二次绕组实际上是一次绕组的一部分。事实上，自耦变压器不需要单独的二次绕组。所以，在输出功率相同时，自耦变压器比标准变压器体积更小，重量更轻，价格更便宜。当电压变比 E_1/E_2 在 0.5～2 之间时，体积的大小显得尤其重要。但是某些场合，没有实现一次侧和二次侧的电气隔离是一个严重的缺陷。

自耦变压器可用于感应电动机的起动，也可实现传输电压的变换。总的来说，一次侧和二次侧的转换电压比接近 1 时，自耦变压器是适用的。

例 11-1 图 11-4 中所示自耦变压器的电压转换率为 80%，输入电压 E_1 为 300V。如果二次侧接一功率为 3.6kW 的负载，计算：

a. 二次侧的电压和电流；

b. 绕组中的电流；

c. 比较绕组 BC 和 CA 之间导体的规格。

解 a. 二次电压为：

$$E_2 = 80\% \times 300 = 240\text{V}$$

二次电流为：

$$I_2 = P/E_2 = 3600/240 = 15\text{A}$$

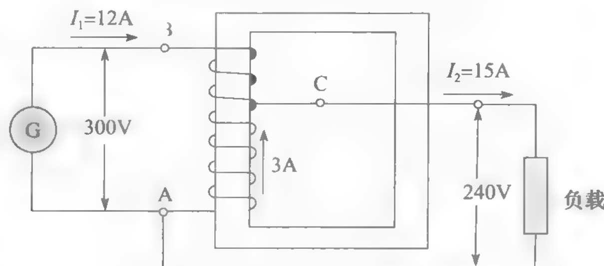


图 11-5 例 11-1 的自耦变压器

b. 电源电流为：

$$I_1 = P/E_1 = 3600/300 = 12\text{A}$$

绕组 BC 段的电流为 BC=12A。

绕组 CA 段的电流为 CA=15−12=3A。

c. 由于流过二次绕组 CA 的电流为流过 BC 段电流的 1/4，故其导体截面积也可以为相应的 1/4。但 BC 段的电压等于一次和二次电压差，为（320−240）=60V。所以 CA 段的绕组匝数为 BC 段的四倍，因此两个绕组段的用铜量相等。 ◀

11.3 普通变压器连接成为自耦变压器

通过串联一次绕组和二次绕组，可以把普通变压器改为自耦变压器。根据串联方式的不同，二次电压可以大于或小于一次电压。变压器的基本等式和原理不会受到外部连接方式的影响。于是，以下定律在普通变压器改接为自耦变压器后仍然成立：

1. 任何绕组中的电流不能超过其额定值。
2. 任何绕组中的电压不能超过其额定值。
3. 如果一个绕组中的电流为额定值，则另一边也为额定值（因为绕组的安匝数始终相等）。
4. 如果一个绕组中的电压为额定值，则另一边也为额定值（因为两个绕组中所通过的互感磁链相同）。
5. 如果一个绕组的电流从 H_1 流向 H_2，那么另一个绕组的电流从 X_2 流向 X_1。
6. 当不同极性端连接时（H_1 连于 X_2 或者 H_2 连于 X_1），则电压增加。而当 H_1 与 X_1 相连时，电压下降。

例 11-2 图 11-6 所示为标准单相变压器，其额定值为 15kV·A，600V/120V，60Hz。按照三种不同的连接方式将其改接为自耦变压器，可得到三种不同的电压转换率：

a. 600V/480V　　b. 600V/720V　　c. 120V/480V

计算在三种情况下，变压器所能连接的最大负载功率。

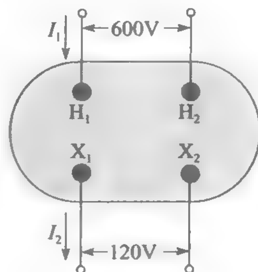


图 11-6 标准变压器（15kV·A600V/120V）

解 600V 绕组上的电流为：

$$I_1 = S/E_1 = 15\,000/600 = 25\text{A}$$

120V 绕组上的电流为：

$$I_2 = S/E_2 = 15\,000/120 = 125\text{A}$$

a. 为得到 480V 电压，应从一次电压（600V）减去 X_1、X_2 两端的二次电压（120V）。因此，将极性相同的端连接起来，如图 11-7 所示。图 11-8 为等效电路图，注意到 120V 端的电流和负载电流相同。由于该段的电流为 125A，则负载上的最大的功率为：

$$S_a = 125\text{A} \times 480\text{V} = 60\text{kV} \cdot \text{A}$$

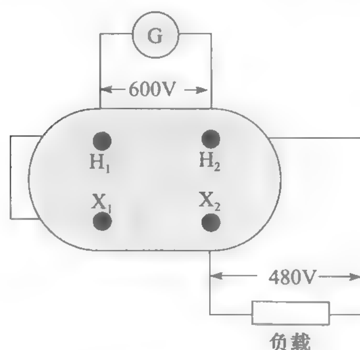


图 11-7 改接成电压比为 600V/480V 的自耦变压器

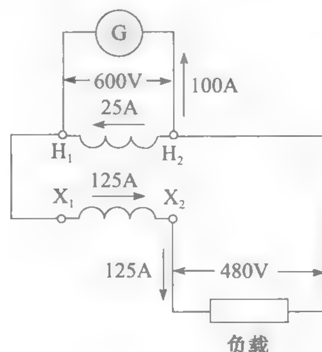


图 11-8 图 11-7 的等效电路图

满载时的电流如图 11-8 所示，注意到：

1. 假定从 X_1 流向 X_2 的电流为 125A，则从 H_2 流向 H_1 的电流为 25A。然后根据基尔霍夫电流定律，可以求得其他相关电流。

2. 负载得到的视在功率与电源提供的相等。

$$S = 100\text{A} \times 600\text{V} = 60\text{kV} \cdot \text{A}$$

b. 为了得到 600V/720V 的电压变比，则二次电压应加上一次电压：600 + 120 = 720V。因此，必须把极性不同的端 H_1 和 X_2 连接起来，如图 11-9 所示。二次绕组中的电流与负载的电流相同，因此负载最大电流也为 125A。最大负载功率为：

$$S_b = 125\text{A} \times 720\text{V} = 90\text{kV} \cdot \text{A}$$

前面的例子表明，当一个变压器改接为自耦变压器后，其最大负载容量可以显著提高，而这正是自耦变压器的一个优点。但情况并非总是如此，下面的例子将表明这一点。

c. 为得到 120V/480V 的变比，可连接 H_1 和 X_1，并把电源接于 X_1，X_2 端（图 11-10），这时 600V 绕组的电流等于负载电流，于是最大负载电流不可能超过 25A。因此最大负载为

$$S_c = 25\text{A} \times 480\text{V} = 12\text{kV} \cdot \text{A}$$

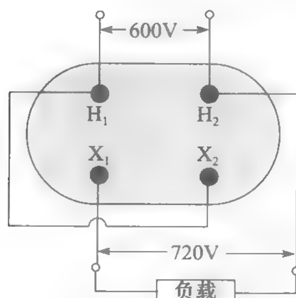


图 11-9 改接成电压比为 600V/720V 的自耦变压器

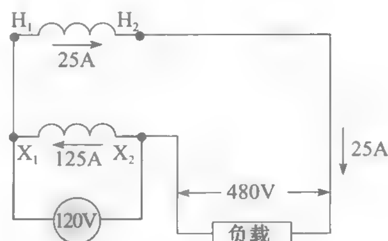


图 11-10 改接后变比为 120V/480V 的自耦变压器

该数值小于额定负载。

综合以上三种情况，尽管各个负载的视在功率分别为60kV·A，90kV·A和12kV·A，但变压器温升情况是一样的。其原因在于绕组中的电流和磁路中的磁通是一样的，因此其损耗也相同。◄

11.4 电压互感器

电压互感器是一种高精度变压器，其一次侧和二次侧的电压比为一常数，连接不同负载时几乎不变。而且二次侧的相位几乎与一次侧的相位一致。二次侧的额定电压通常为115V，而不论一次侧的额定电压为多少。这就使得标准仪器和继电器可以连接于二次侧。电压互感器被用于测量和监控传输电力线上的电压并实现监测设备与电力线的隔离（见图11.11）。

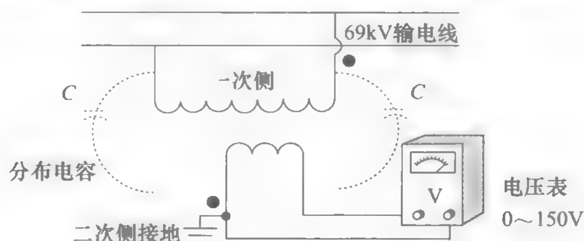


图11-11 连接于69kV传输线的变压器，注意两个绕组之间的分布电容

电压互感器的结构与普通变压器基本相同。但一次侧和二次侧的绝缘应能承受高压端的高电压。

二次侧的一端总是接地以防止意外触碰到二次侧后带来的致命冲击。虽然二次侧和一次侧表面上看是分离的，但两个绕组间存在电容，这一隐性连接会在地和二次侧产生高电压。通过把二次侧的一个端点接地，二次绕组与地的最高电压就被限定在115V。电压互感器的额定容量通常小于500V·A。通常绝缘材料的体积远大于铜或铁的体积。

安装在高压端的电压互感器总是用来测量相电压。因为一次侧的一端接地，因此减少了高压绝缘套管的数量。例如，图11-12所示的7000V·A，80.5kV变压器只用了一个大型陶瓷绝缘套管来隔离高压线与变压器柜。650kV的脉冲绝缘电平（BIL）使变压器具有承受雷击过电压和操作过电压的能力。

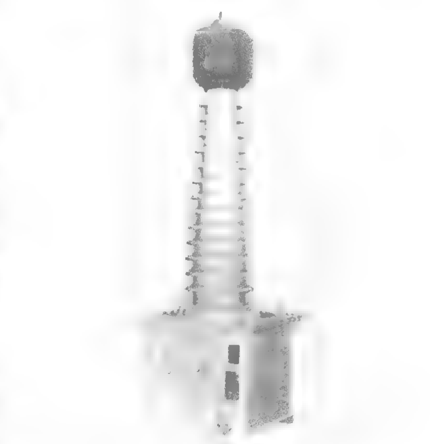


图11-12 7000V·A、80.5kV、50/60kV、精度0.3%、BIL为650kV的电压互感器
（图片由Ferranti-Packard提供）

11.5 电流互感器

电流互感器是高精密互感器，其一次侧和二次侧的电流比为一常数，且基本不因负载变化而改变。一次侧和二次侧电流的相位差非常小，通常远小于1°。通过保持小的励磁电流，可使互感器具有高度准确的电流比和小的相位差。

电流互感器可用于监测一次电流，并实现一次侧与二次侧上的仪表及电气装置的隔离。如图11-3所示，电流互感器一次侧串联于输电线上。不论一次侧的额定电流如何，二次侧的电流通常为5A。

因为电流互感器通常只用于电流的测量和系统的保护，因此其功率很小，一般在15V·A和200V·A之间。与一般变压器一样，电流的转换比与一、二次侧的匝数比成反比。所以具有150A/5A电流互感器的一、二次侧匝数比为1∶30。

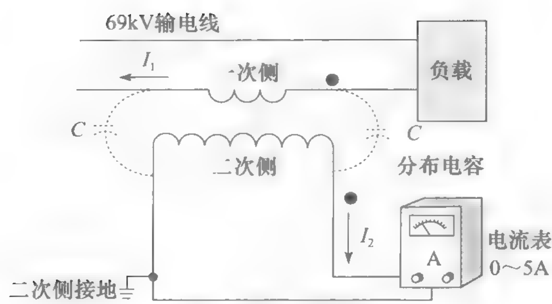


图 11-13 连接于 69kV 传输线的电流互感器

出于安全的考虑，测量高压侧电流时通常会使用电流互感器。一次侧和二次侧之间的绝缘应能承受线路高电压及相应的过电压。铭牌上通常会标出互感器能承受的最大电压。

与电压互感器一样，电流互感器二次侧的一端通常会接地。

图 11-14 所示的 500V·A、100A/5A 的电流互感器用于测量 230kV 的线路。于大型绝缘套管来隔离高压线和互感器柜，绝缘套管上部有 2 个端子，与高压线串联。线电流从一端流入，然后经过互感器的一次侧，再从另一侧流出。而电流互感器的内部结构如图 11-15 所示，典型的安装方式如图 11-16 所示。

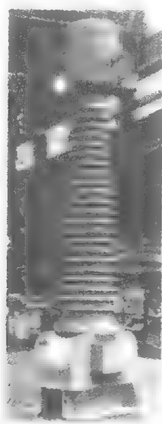


图 11-14 电流互感器（500kV，100A/5A，60Hz）接于 230kV 输电线，精确度 0.6%

（图片由 Westing house 提供）

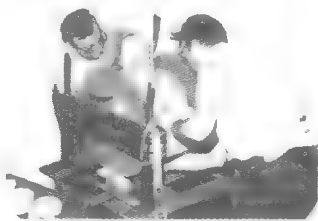


图 11-15 电流互感器加工的最后环节

（图片由 Ferranti-Packard 提供）

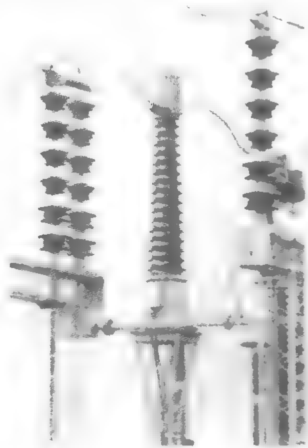


图 11-16 变电站中串联的电流互感器，每相电压为 220kV

通过比较可见，图 11-17 中的变压器体积更小，因为它只用于 36kV 的线路中。

例 11-3 图 11-17 所示变压器的参数为 50V·A，400A/5A，36kV，60Hz。它连接于交流线上，相电压为 14.4kV，二次侧的总电阻为 1.2Ω。如果传输线电流为 280A，计算：

a. 二次侧电流；

b. 二次侧电压；

c. 一次侧的压降。

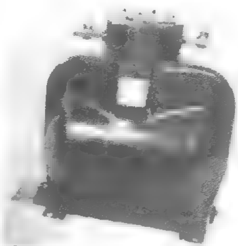


图 11-17 环氧内置式电流变压器（50V·A，400A/5A，60Hz）

（图片由 Montel，Sprecher&Schuh 提供）

解 a. 电流比为：

$$I_1/I_2 = 400/5 = 80$$

匝数比为：

$$N_1/N_2 = 1/80$$

二次电流为：

$$I_2 = 280/80 = 3.5\text{A}$$

b. 负载电压为：

$$E_2 = IR = 3.5 \times 1.2 = 4.2\text{V}$$

于是二次电压为 4.2V。

c. 一次电压为：

$$E_1 = 4.2/80 = 0.0525 = 52.5\text{mV}$$

相比于 14.4kV 的相电压，这个压降可以忽略。 ◀

11.6 电流互感器的二次侧不能开路

当一次电流流通时，断开二次绕组是危险的。相对于负载阻抗，一次侧阻抗可忽略不计，在二次侧断开时，一次侧的电流将维持不变。由于没有二次绕组的影响，一次电流即为励磁电流，该电流是正常值的 100 至 200 倍，在磁路中产生的磁通峰值也远大于正常水平，以致于在磁通半周的大部分时间段磁路完全饱和。如图 11-18 所示，由于一次电流在半周期内起伏，于是磁通也相同地起伏，但在大部分时间段保持在固定的饱和值；后半周同样如此。因为磁通改变很少，在饱和段，感应电压可以忽略不计。而在非饱和期，磁通变化率很大，于是在二次侧开路端产生几百伏的高压。这种情况非常危险，因为操作者极易遭到电击，特别是 50V·A 以上的电流互感器。

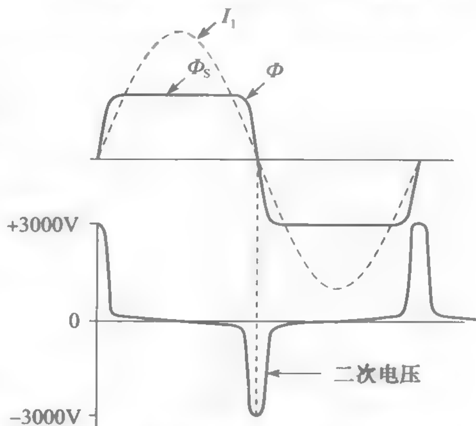


图 11-18 电流变压器开路时的一次电流、磁通及二次电压波形

为安全起见，在电流互感器二次侧移开电流表、继电器等器件时，应先短接二次绕组，然后才能移开这些器件。二次绕组短接时，由于一次电流不变，二次电流由电流变比确定，数值不大，因此二次侧短路是安全的。当二次侧的电流表等器件接好后才能将短路线断开。

11.7 环形电流互感器

当电流超过 100A 时，可以采用环形电流互感器。其结构为绕有二次绕组的环形磁心，穿过环形磁心中孔的导体即为一次绕组（见图 11-19）。对于一次侧导体是否在孔的中心是无关紧要的。如果二次绕组匝数为 N，那么电流变比即为 N。因此，如果一个环形互感器的变比为 1000A/5A，那么二次绕组的匝数就为 200。

环形互感器结构简单，价格便宜，应用广泛，主要用于中低压的室内设备。在断路器中常使用环形互感器，当电流超过额定值时，电流互感器将将使断路器动作。

例 11-4 电压互感器（14 400V/115V）和电流互感器（75A/5A），用于测量同一传输线的电压和电流。如果电压显示为 111V，电流读数为 3A，计算该传输线的电压和电流。

解 电压为：

$$E = 111 \times (14\,400/115) = 13\,900\text{V}$$

电流为：

$$I = 3 \times (75/5) = 45\text{A}$$

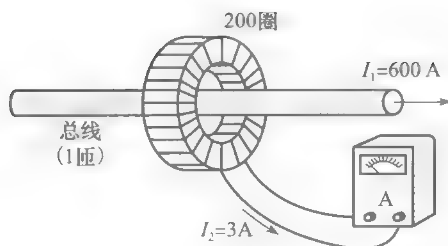


图 11-19 环形互感器，变比为1000A/5A，用于测量电流

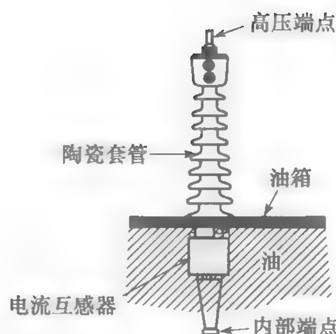


图 11-20 绝缘套管中的环形互感器

11.8 自耦变压器

如果需要从一固定交流电压源获得可调交流电压，通常可使用自耦变压器。该变压器包含一个绕在环形铁心上的单层绕组，一个可活动的碳刷与绕组连接，作为可调分接头。该碳刷可通过手动或电动在0°到330°范围内任意调节（见图11-21、图11-22）。

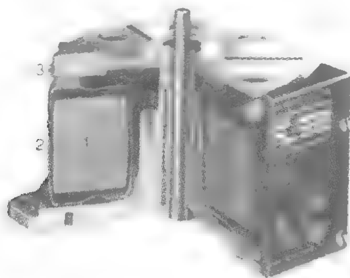


图 11-21 0～140V、15A 手动自耦变压器截面图
（图片由 American Superior Electric 提供）

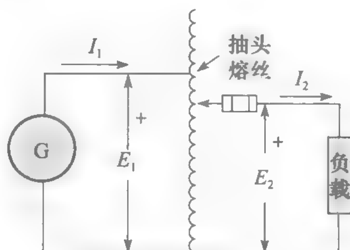


图 11-22 固定90%分接头的自耦变压器等效电路图

由于碳刷位置影响绕组的比例，所以二次电压与碳刷移过的匝数成正比（见图11-23）。输入电压通常固定在绕组90%的分接头。这使得输出电压为输入电压的0～110%。

自耦变压器能在不同负载时有效调节输出电压。二次侧应有熔丝或继电器的有效保护，使输出电流不超过变压器的额定电流。

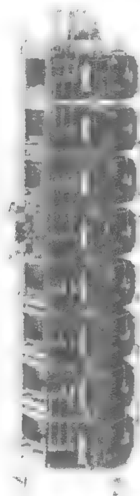


图 11-23 200A、0～240V、50/60Hz 自耦变压器
（图片由 American Superior Electric 提供）

11.9 高阻抗变压器

目前为止我们所研究的变压器都设计成拥有很低的漏抗，介于0.03至0.1。然而，一些工业和商用设备要求更高的电抗，有时标幺值高达0.9。在下列设备中，这类变压器较多应用于电动玩具、电焊机、荧光灯、电弧炉、氖灯、无功调节器、重油炉等设备中。

下面简单讨论这些特殊的设备：

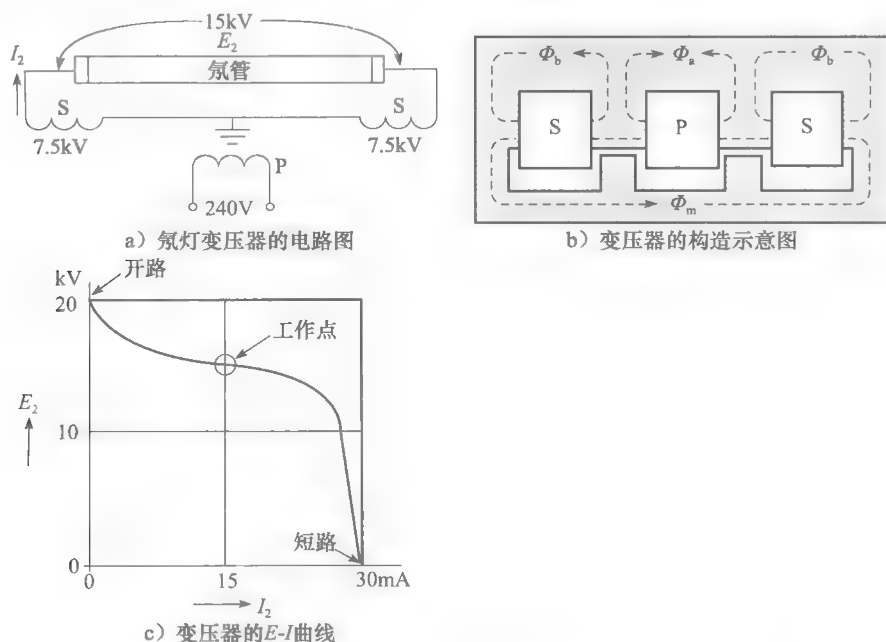
1. 玩具变压器的电路经常会出现短路现

象，但由于是孩子使用，不能使用熔丝保护。因此，变压器被设计成漏抗很大，即使低压侧流过短路电流时，也不会引起过热。

而一些电铃变压器也有相同的特点，如果二次侧发生短路，短路电流被高阻抗所限制，从而避免烧坏变压器及电铃导线。

2. 电弧炉的特点是其 E/I 比为负，这就是说当电流升高时，电压下降。为了得到一个稳定的电弧或稳定的放电，应在负载上串联阻抗。该阻抗可能是电阻或电感，一般选用电感，因为它消耗的功率少。

然而，如果变压器被用作负载，应将它设计成高阻抗的。一个典型的例子即为用于氖灯的变压器，如图 11-24 所示。



a）氖灯变压器的电路图　b）变压器的构造示意图　c）变压器的 E-I 曲线

图 11-24　氖灯变压器

一次绕组 P 连接于 240V 的电源，两个二次绕组通过氖管串联。由于漏磁很大，如图 11-24所示的变压器调节曲线，二次电压随着电流的增加迅速降低。高达 20kV 的开路电压实现放电，但一旦氖管亮起来，二次电流被限制在 15mA，氖管两端电压降至 15kV。这些变压器的功率从 50V・A 到 1500V・A。二次电压的范围为 2kV 到 20kV，主要根据氖管的长度决定。

观察图 11-24a，可注意到二次侧的中心点接地，这就使得二次电压只是氖管电压的一半。于是，高压端线圈的绝缘级别就降低了。荧光灯整流器具有与氖灯整流器相似的特点。为了提高整个电路的功率因数，常在电路中加入电容。重油炉整流器与氖灯整流器的性质同样相似。高达 10kV 的二次侧开路电压能在 2 个相近的电极间产生电弧，电弧持续点燃气状的油。

3. 一些电炉通过维持两个碳电极之间的强烈电弧来产生热量。此种变压器二次电压相对较低，其较大的二次电流通过漏抗限制。这类变压器具有 100kV・A 到 500MV・A 的容量。在大型电炉中，漏电抗以及电路电抗足以限制二次电流。

4. 弧焊整流器同样被设计成具有高漏抗，保证焊接过程中的电弧稳定。其开路电压大约70V，当电极接触到工件时，产生电弧。一旦电弧产生，二次电压将降到15V，这个值取决于电弧的长度及电流强度。

5. 作为高阻抗变压器的最后一个例子，讨论从三相输电线上吸收无功的三相变压器。这些变压器一次侧和二次侧之间耦合程度低，产生较大的漏磁通。三个一次绕组连接于高压线（通常为230kV和765kV），而三个二次绕组连接到电子控制器（见图11-25）。控制器用于调节二次侧电量，从而引起漏磁通相应改变。漏磁通的改变能调节变压器所吸收的无功。在章节25.27将讨论静态无功补偿器。

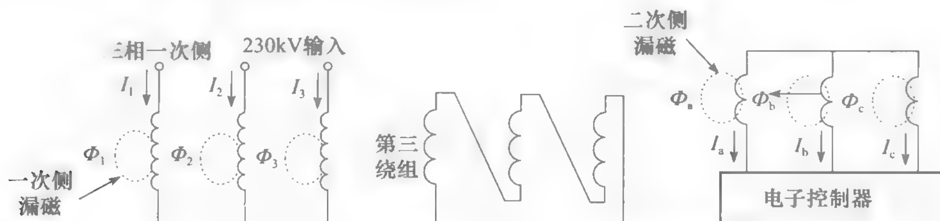


图 11-25 具有高漏抗的三相静态无功补偿器

11.10 感应加热

高功率感应电炉同样用变压器原理来生产高质量特钢和其他合金。通过图11-26来理解感应加热原理。一个接到高频率（500Hz）的交流电源的线圈绕在一个大型坩埚上，坩埚中装有熔铁。该线圈作为一次侧，熔铁作为单匝的二次侧并短路。因此，流过二次侧的电流很大。该电流提供高能量使得铁处于液状，并与炉中的其他金属熔合。

这种感应炉的容量通常为15kV·A和40 000kV·A。感应炉的工作频率随着功率的增加而降低。当功率超过3000kV·A的时候，频率为60Hz。

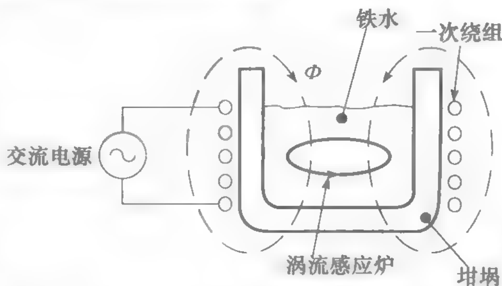


图 11-26 无铁心感应电炉，磁通在被熔金属中产生涡流，电容提供线圈吸收的无功功率

无磁心感应电炉的功率因数是很低的(20%)，因为要使磁通穿越熔铁和空气，需要很大的电流。因此，熔铁的温度远高于居里温度，其导磁率与空气相近。这就是为什么这些电炉通常被称为无心感应电炉。线路中接入电容以提供其吸收的无功功率。

有磁心感应炉是另一种电炉，如图11-27所示，该炉通过一管道与铁心相连。该管道为一陶制管，安装在坩埚的底部。一次侧连接于60Hz的电源，二次电流 I_2 流过熔铁。因此，该管道相当于短路的二次侧。

由于磁通被限制在铁心里，磁化电流很小。同时，由于二次侧和一次侧耦合程度不高，所以漏磁通很大。其功率因数比图11-26所示的电炉要大，典型值为60%到80%。因此，可用较小的电容来提供无功功率。

由于周围很高的温度，感应炉变压器一次绕组通常由中空、水冷的铜导体制成。感应电炉用于熔化铝、铜和铁等金属。图11-28显示的是感应加热原理的一种特殊应用。

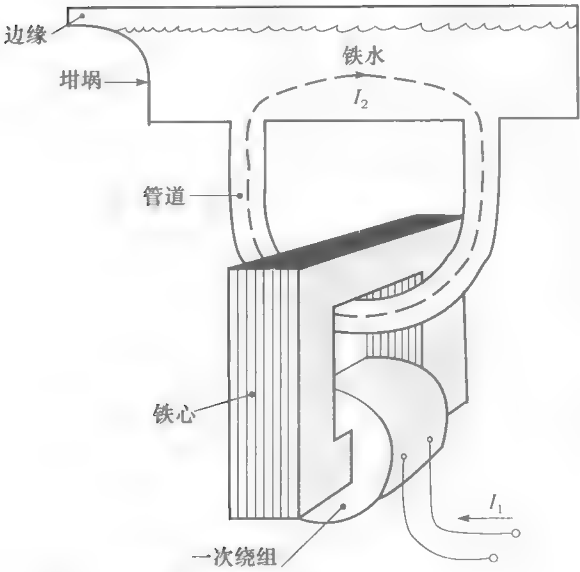


图 11-27 感应电炉及其水冷变压器



图 11-28 变压器的特殊应用。该图为汽轮发电机转子安装过程中的一个工艺，通过感应加热使压线环升温至 280℃并持续 3 小时，膨胀后的压线环套在转子绕组端部，当该环冷却后能固定转子端部
（图片由 ABB 提供）

11.11 高频变压器

在电子电源中，通常需要实现输出和输入的隔离，并降低单元的重量和成本。在其他设备中，如飞机中，降低重量是必需的。使用高频变压器能很好地满足这些需要。因此，飞机中变压器的频率通常为 400Hz，而电子电源中的频率则在 5kHz 到 50kHz。

随着频率的提升，变压器、电感和电容的体积都有所下降。以变压器为例说明其中的原因，为了避免繁琐的理论推导，将分析实际的变压器，研究其随着频率的增加而发生哪些变化。

图 11-29 表示的变压器的参数为 120V/60V，60Hz，容量为 36V・A。这个变压器重量为 0.5kg，磁通密度的峰值为 1.5T。铁心的磁通能达到的峰值为 750μWb。该铁心由厚度为 0.3mm 的普通硅钢片制成，总铁心损耗为 1W。一次电流为 300mA，二次电流为 1.5A。

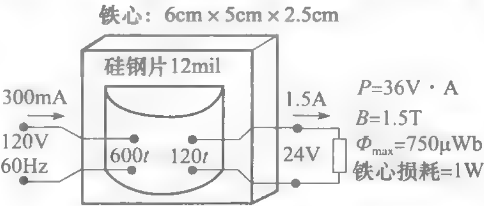


图 11-29 60Hz 变压器

在不对变压器做任何改变的前提下，把频率调到 6000Hz，为设计频率的 100 倍。假设磁通密度的峰值不变，磁通的最大值将保持在 750μWb。根据等式 9.3，一次电压将升至

$$E = 4.44 f N_1 \Phi_{max} = 4.44 \times 6000 \times 600 \times 750 \times 10^{-6} = 12\,000\text{V} \qquad (9.3)$$

即增加为原来的 100 倍。二次电压同样将达到原来的 100 倍，为 2400V。运行状态如图 11-30 所示。一次侧和次级的电流保持不变，所以变压器的功率为 3600V・A，比式 (11.29) 中提高了 100 倍。明显，提高频率会取得明显的效果。

然而，事情并非看起来那么完美，因为在 6000Hz 时，铁耗（涡流损耗和磁滞损耗）将高达 700W，变压器将迅速过热，因此图 11-30 所示的变压器并不实用。

为了解决这个问题，可降低磁通密度，以使铁耗与图 11-29 中相同。根据硅钢片的特性，这就要求磁通密度从 1.5T 降低到 0.04T。于是，根据等式 9.3，一次和二次电压会降到 320V 和 64V。变压器新的功率为 96V · A（见图 11-31）。这是原功率 36V · A 的 3 倍，而温升几乎不变。

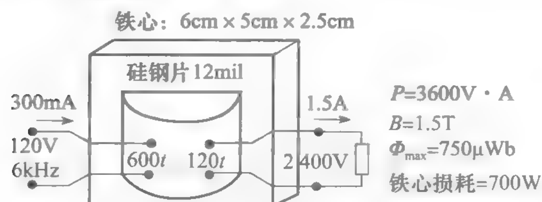


图 11-30 60kHz 变压器

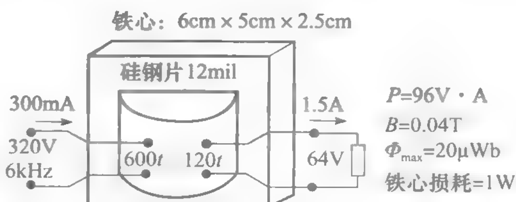


图 11-31 60kHz、低磁通密度变压器

通过使用更薄的镍钢片，有可能使磁通密度超过 0.04T，而同时保持铁耗不变。因此，可用特殊的材料来替代原来的铁心，磁通密度将提高到 0.2T。这就会导致磁通的峰值达到 100μWb，也就意味着原边电压将升到

$$E = 4.44 f N_1 \Phi_{\max} = 4.44 \times 6000 \times 600 \times 100 \times 10^{-6} = 1600\text{V}$$

二次电压为 320V，于是变压器的容量即为 480V · A（见图 11-32）。

如希望能获得原来的变比 120V/24V，这可以通过改变变压器的绕组来实现，可将一次侧的匝数将降到 45，而二次侧匝数为 9 匝。匝数的大幅减少意味着铜线的规格可以明显增大。此时变压器的容量还是 480V · A，一次电流将提高到 4A，而二次电流为 20A。改造后的变压器与图 11-29 中的体积和重量相同（见图 11-33）。因为铁耗与铜耗相等，高频变压器的效率显然更高。

频率的增加可使变压器功率得到提高。在输出不变的前提下，高频变压器比普通变压器更小、更廉价，也更高效和轻便。

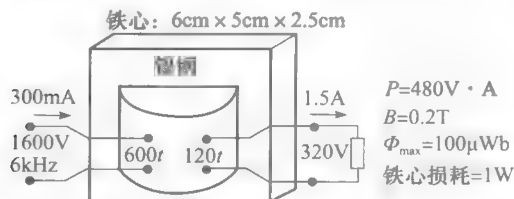


图 11-32 使用镍钢片的高频变压器

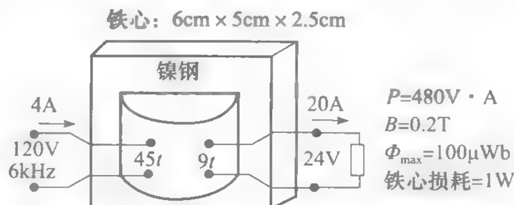


图 11-33 高效率的高频变压器

习题

初级

11-1 简述自耦变压器和普通变压器之间的不同。

11-2 分别简述电压和电流互感器的应用。

11-3 为什么电流互感器的二次侧不能开路？

11-4 为什么 CT 和 PT 的二次绕组的必须接地？

11-5 环形电流互感器的变比为 1500A/5A，则其具有的匝数为多少？

11-6 一个电流互感器的规格为 10V · A，50A/5A，60Hz，2.4kV。计算一次侧的额定电压。

中级

11-7 单相变压器的规格为 100kV · A，7200V/600V，60Hz。如果将其改接为自耦变压器，变比为 7800V/7200V，计算其所能接入的负载。

11-8 简述上题中变压器的连接方式。

11-9 如果 11-7 题中的变压器的变比为 6.6kV/600V，那么其所能接入的负载为多少？如何连接？

高级

11-10 电流互感器的额定值为 100V · A，2000A/5A，60Hz，138kV。一次侧和二次侧之间的电容为 250PF。如果其接于相电压为 138kV 的传输线，计算对地的电容漏电流。

11-11 环形电流互感器的变比为 1000A/5A，电

流为 600A。

a. 当电表的阻抗为 0.15Ω 时，计算二次电压。

b. 计算变压器引起的压降。

c. 如果一次侧导体绕磁环 4 周，计算此时的电流比。

工程应用

11-12 变压器的规格为 50V・A，120V，12.8V。当一次电压为 118.8V 时，二次侧开路电压为 13.74V。如果一次电压为 120V，那么二次电压为多少？为什么电压高于铭牌上的电压？

11-13 题 11-12 中性线圈由环氧树脂封装，只知一次侧电阻为 15.2Ω，二次侧为 0.306Ω。那么是 120V 的线圈绕在 12.8V 线圈上，还是相反？

11-14 许多机场运用串联的照明系统，其中许多电流互感器的一次侧串联在一起，流过相同的电流，频率为 60Hz。在某个装置中，一次电流为固定值 20A，二次侧连一个 100W，6.6A 的灯。

a. 计算每个灯的电压

b. 二次绕组的电阻为 0.07Ω，而一次侧为 0.008Ω。磁化电流和漏抗都可忽略，计算一次电压。

c. 如果每隔 50 米设置灯，共 140 个，用 NO.14 线串联，计算电源的最小电压。假设温度为 105℃。

12-15 一台变压器的规格为 15kV・A，480V/120V，60Hz，当 120V 绕组由正弦电源供电时，空载实验得到的饱和曲线数据如下。一次侧的匝数为 260。

E	I_0
14.8	59
31	99
49.3	144
66.7	210
90.5	430
110	700
120	1060
130	1740
136	2300
142	3200
V	mA

a. 画出磁化曲线

b. 如果电源频率改为 50Hz 重复实验，重新画出磁化曲线。

c. 画出 60Hz 下的曲线。在曲线的哪个点上饱和变得重要？在此情况下磁通是否扭曲？

第12章 三相变压器

12.0 引言

北美的电力分配是通过三相传输线来实现的。为了实现高效和经济的传输，电压必须采用一定的高压，而电压的数值则取决于传输的电量和距离。另一个影响因素则是家用和工业用电的区别。这些都有统一的标准，有120V/240V单相系统，以及600V三相系统。显然，这就需要三相变压器来实现电压的转换。

三相变压器有两种类型，一种是具有三个一次侧和三个二次侧，分别绕在三个铁心上的。另一种是将三个单相变压器连接起来形成一个三相变压器。

12.1 三相组式变压器的基本性质

当用三个单相变压器转换三相电压时，绕组有多种连接方式。可以是一次侧用三角形，而二次侧为星形，或者相反。所以三相变压器的变比不仅与绕组有关，还与一、二次侧的连接方式有关。

三相组式变压器同样会带来输入和输出电压之间的相移。相移的大小不仅取决于变比，同样取决于绕组的连接方式。更进一步讲，相移特点使我们能够改变相数至2相、6相或者12相；甚至还可以通过选择合适的单相变压器及相应的连接方式将3相变为5相。

在连接时，必须注意变压器的极性。如果极性连接错误，就会产生短路或者线电压和电流的不平衡。对称三相组式变压器的特点可以通过下面一些简化假定来理解：

1. 励磁电流可以忽略；
2. 绕组的电阻和电感可以忽略；
3. 输入视在功率等于输出视在功率。

当将3个单相变压器连接成三相系统时，它们仍然保持单相的性质，例如电流比，电压比以及铁心中的磁通。用 X_1、X_2 和 H_1、H_2 标记极性，一次侧和二次侧的相移为零，$E_{X_1、X_2}$ 与 $E_{H_1、H_1}$ 同相。

12.2 △/△联结

如图12-1所示的3个单相变压器P、Q、R将输电线A、B、C的电压变换成所需的电压通过输电线1、2、3输出。输入线连接于电源，输出线连接于负载。变压器按照△/△联结方式。每个变压器的 H_1 端接于下一个变压器的 H_2 端。X_1 和 X_2 端按照相似的方式连接。变压器的实际输出如图12-1所示，电路原理图如图12-2所示。

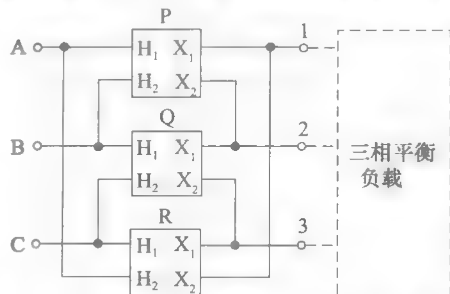


图12-1 三相变压器的△/△联结。输入线为A、B、C，输出线为1、2、3

电路原理图不仅显示了联结方式，也表示了一次和二次电压之间的相位关系。因此，在图中每个二次绕组都与其耦合的一次绕组平行。根据相量图，如电源G产生电压 E_{AB}、E_{BC}、E_{CA}，则一次绕组上的相应电压与此同相位。例如，A、B端间的P变压器一次绕组与 E_{AB} 一样水

平放置。

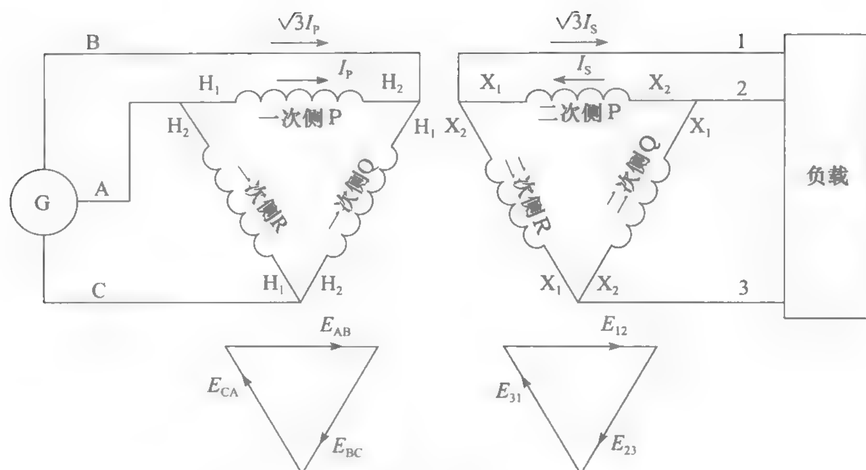


图 12-2　△/△联结时的电路原理图及相量图

因为一次电压 $E_{H_1H_2}$ 和二次电压 $E_{X_1X_2}$ 同相，因此，P 变压器的输出电压 E_{12} 应与 P 变压器的输入电压 E_{AB} 同相，同样，E_{23} 与${}_{BC}$、E_{32} 与 E_{CA} 也同相。在△/△联结方式下，输入和输出电压同相。

如果将三相对称负载接入 1、2、3 端，则线电流幅值相等。输入端 A、B、C 上产生对称的电流。在三角形联结中，线电流为相电流的$\sqrt{3}$倍，而三相变压器的总功率为单相变压器的三倍。

三相组式变压器中的每个变压器都是相对独立的，因此，流过 H_1 和 H_2 间的电流 I_p 与流过 X_1 和 X_2 之间的电流 I_s 相关联。

例 12-1 使用三相组式变压器将电压从 138kV 降到 4160V 给某工厂供电，负载吸收的功率为 21MW，功率因数为 86%。计算：

a. 负载吸收的视在功率；

b. 高压侧提供的视在功率；

c. 高压侧的线电流；

d. 低压侧的线电流；

e. 每个变压器的一次和二次电流；

f. 每个变压器的负载。

解　a. 视在功率为：

$$S = P/\cos\theta = 21/0.86 = 24.4\text{MV}\cdot\text{A}$$

b. 由于铜耗和主磁通及漏磁通引起的损耗都很小，所以变压器吸收的有功、无功功率可忽略。于是高压侧提供的视在功率也为 24.4MV · A。

c. 高压侧的线电流为：

$$I_1 = S/(\sqrt{3}E) = (24.4\times10^6)/(\sqrt{3}\times138\,000) = 102\text{A}$$

d. 低压侧的线电流为：

$$I_2 = S/(\sqrt{3}E) = (24.4\times10^6)/(\sqrt{3}\times4160) = 3386\text{A}$$

e. 根据图 12-2，每个一次绕组中的电流为：

$$I_p = 102/\sqrt{3} = 58.9\text{A}$$

每个二次绕组中的电流为：

$$I_s = 3386/\sqrt{3} = 1955\text{A}$$

f. 因为负载为对称负载，每个变压器平均分担三分之一的负载，即 8.13MV · A。这也可以通过分别计算每个变压器的电压电流乘积得到：

$$S = E_p I_p = 138\,000 \times 58.9 = 8.13\text{MV} \cdot \text{A}$$

即使不知道三相负载的联结方式，也同样可以计算出线电流及变压器中的电流。事实上，负载的联结方式（见图 12-2 中的方框）既有三角形联结的，也有星形联结的。工厂中的有些单相负载工作电压远低于 4160V，因此在厂内设置有部分小容量变压器对这些负载供电，通常将这些负载组合成对称的三相负载。 ◀

12.3 △/Y联结

当变压器按照△/Y联结时，一次侧的联结方式与图 12-1 相同，而二次侧的联结方式则不同，二次侧的 X_2 连接在一起，作为公共中性点 N（见图 12-3）。在这种联结方式下，每个一次绕组的电压都等于输入电压。而输出线电压为变压器二次侧相电压的$\sqrt{3}$倍。

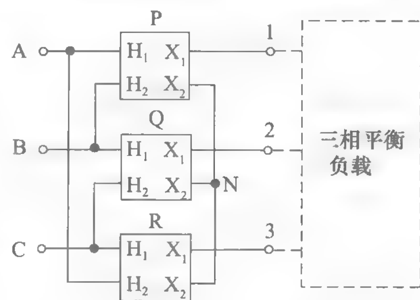


图 12-3 三个单相变压器的△/Y联结方式

变压器绕组的电流和传输线中的电流如图 12-4 所示。因此，一次绕组中性线电流是相电流的$\sqrt{3}$倍。而二次侧的线电流等于相电流。△/Y联结方式将在输入和输出线电压之间产生 30°的相移。由相量图可见，输出电压 E_{12} 比输入电压 E_{AB} 超前 30°。如果负载是相互独立的，那么相移是没问题的。但是如果输出线必须与其他电源线并连，那么这 30°的相移将使其不可能并联运行，即使电压值相等。

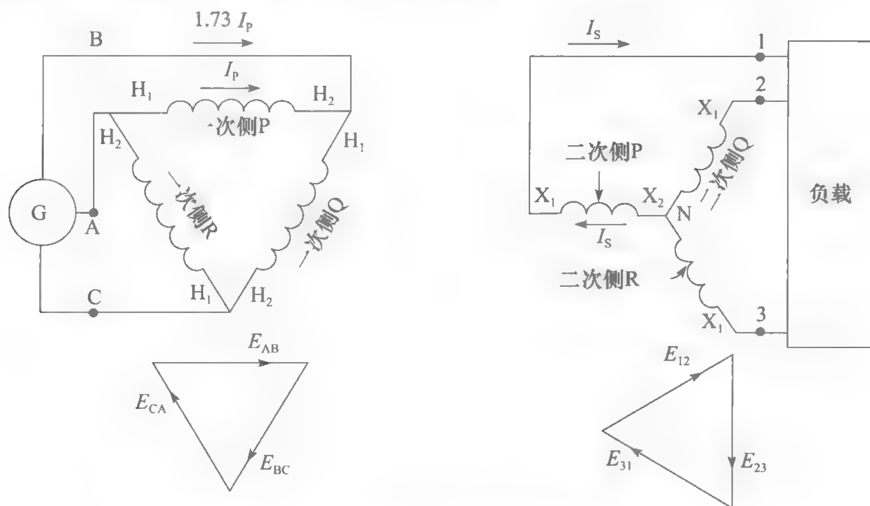


图 12-4 △/Y联结变压器的电路图及相量图

星形联结的一个优点在于能降低绝缘等级。高压绕组的绝缘只需为线电压的 $1/\sqrt{3}$（58%）。

例 12-2 三台单相变压器的规格为 40MV · A，13.2kV/80kV，采用△/Y联结，接到 13.2kV 的输电线上（见图 12-5），如果负载为 90MV · A，计算：

a. 二次线电压；

b. 变压器绕组电流；

c. 输入和输出线电流。

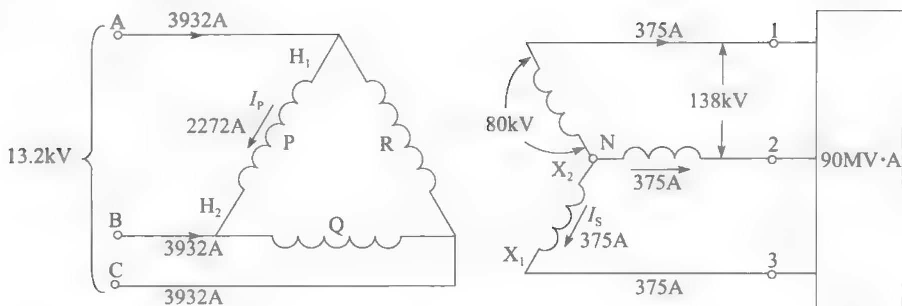


图 12-5　例 12-2 图

解　解决这些问题的最简便的方法便是考虑其中的一个变压器，如变压器 P。

a. 一次侧电压为 13.2kV，二次侧电压为 80kV，输出线电压为：

$$E_s = 80\sqrt{3} = 139\text{kV}$$

b. 每台变压器的负载为：

$$S = 90/3 = 30\text{MV}\cdot\text{A}$$

一次侧电流为：

$$I_p = 30\text{MV}\cdot\text{A}/13.2\text{kV} = 2273\text{A}$$

二次侧电流为：

$$I_s = 30\text{MV}\cdot\text{A}/80\text{kV} = 375\text{A}$$

c. 输入电流为：

$$I = 2273\sqrt{3} = 3937\text{A}$$

输出电流为：

$$I = 375\text{A}$$

◀

12.4　Y/△联结

Y/△联结与△/Y联结的电流和电压相同，只是一次侧和二次侧做个调换而已。即 H_2 端连接在一起作为中性点，X_1、X_2 连接成三角形。因此输出电压和输入电压之间有 90°的相移。

12.5　Y/Y联结

当采用Y/Y联结时，应采取措施以防相电压的失真。一种方法是将一次侧的中性点和电源的中性点相连，通常为接地（见图 12-6）。另外一种方法是采用第三个线圈，该线圈连接方式为△接法（见图 12-7），通常用于提供变电服务。

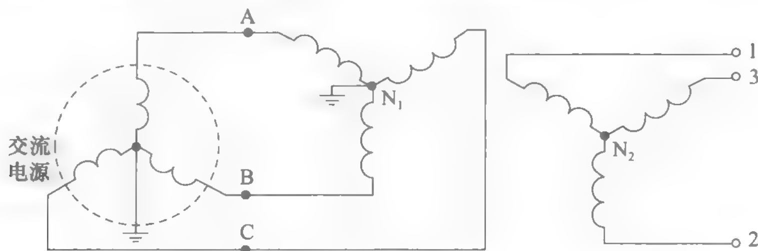


图 12-6　Y-Y联结，中性点与电源中性点一起接地

同时注意到Y/Y联结时，输入电压和输出电压没有相移。

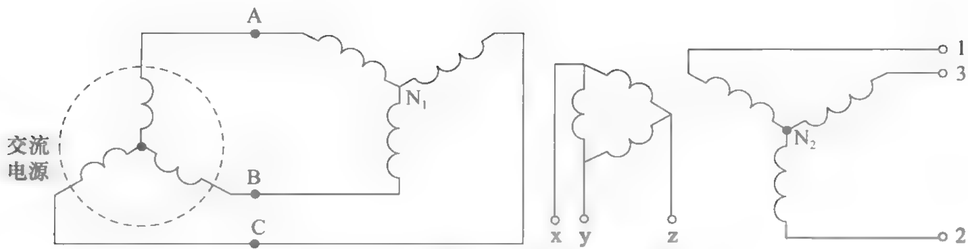


图 12-7 加入第三个绕组的Y-Y联结

12.6 开路△联结

可以将两个单相变压器以开路△方式联结来实现三相变压。其联结方式与△/△联结相同，但只需要两个变压器（见图 12-8)。但由于带负载能力很低，通常只有 86.6%，所以该联结方式采用得很少。例如，如果两个 50kV・A 的变压器按照开路-三角连接，那么容量为 100kV・A，但是，实际上只能带动 86.6kV・A 的负载，否则就会过热。所以开路-三角联结只用于紧急情况。

例 12-3 两台单相 150kV・A，7200V/600V 变压器以开口三角形形式联结。计算它们可以带的最大三相负载。

解 尽管每个变压器有额定功率 150kV・A，但是两个变压器不能带动 300kV・A 的负载。以下计算说明原因。

每个变压器的额定二次电流为：

$$I_s = 150\text{kV}\cdot\text{A}/600\text{V} = 250\text{A}$$

因此，线路 1、2、3 中电流 I_s 不能超过 250A（见图 12-8b)，于是，变压器可以带的最大负载为：

$$S = \sqrt{3}EI = \sqrt{3}\times 600\times 250 = 259\,800\text{V}\cdot\text{A} = 260\text{kV}\cdot\text{A}$$

因此，$\dfrac{\text{最大负载}}{\text{安装的变压器额定功率}} = \dfrac{260\text{kV}\cdot\text{A}}{300\text{kV}\cdot\text{A}} = 86.7\%$

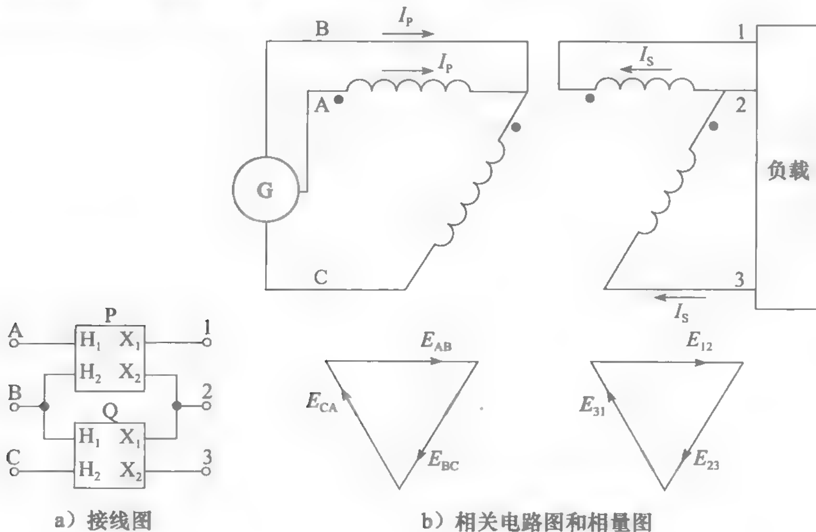


图 12-8 开路△联结

12.7　三相变压器

一台三相变压器可以取代一个由三个单相变压器组成的变压器组（见图 12-9）。三相变压器有三个铁心柱，上面绕有各相的一次和二次绕组。三相绕组采用Y联结或△联结，有六个绕组端子引出线。相同容量条件下，一台三相变压器总是比三台单相变压器体积小，价格低。不过，有时单相变压器更受欢迎，尤其是在需要备份的时候。例如，对于一台容量为 5000kV·A 的制造设备，为了保证它持续运行，需要安装一台 5000kV·A 的三相变压器，同时还需要另外一台作为备用。另一方面，也可以安装三台 1667kV·A 的单相变压器，然后一台备用。选用三相变压器（共需要：2×5000＝10 000kV·A）要比选用单相变压器（共需要：4×1667＝6667kV·A）昂贵。

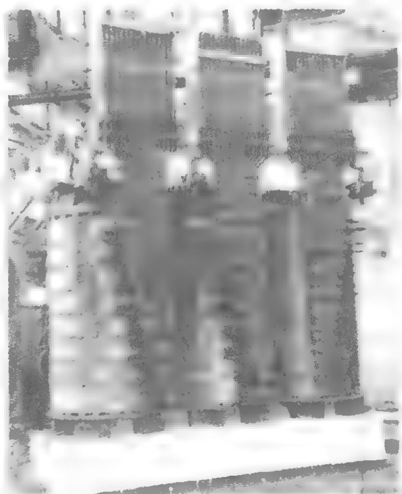
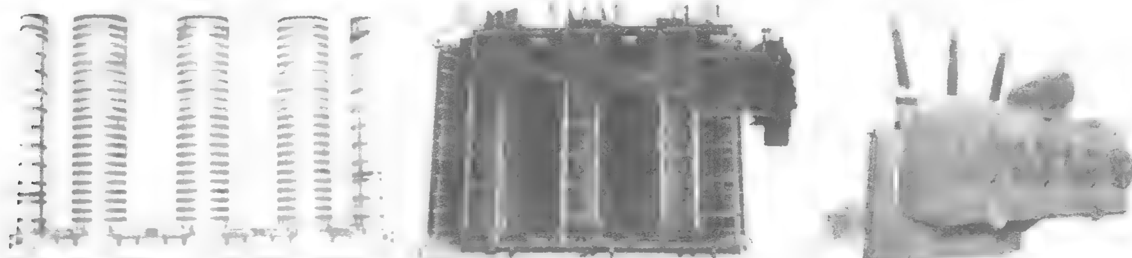


图 12-9　一台电弧炉使用的三相变压器额定容量 36MV·A，13.8kV/160V～320V，60Hz。通过在一次绕组（未显示）的 32 个抽头之间转换，二次电压可以在 160V～320V 之间调节。图片前的三条大的母线传送 65 000A 的电流。其他特性：阻抗 3.14%；每个磁心柱的直径：711mm；磁心高度：3500mm；相邻磁心柱中心线距离：1200mm

（图片由 Ferranti-Packarcl 提供）

图 12-10 是一台三相 110MV·A，222.5kV/34.5kV 的抽头转换变压器的结构⊖。注意除了三个铁心柱，磁心还有两个额外的侧部支柱。它们可减小变压器的整体高度，减少运输困难。实际上，当一台大型设备需要被运输的时候，设计师都要面对在公路和铁路运输时顶部余隙的问题。

34.5kV 绕组（△联结）紧贴着铁心绕制，222.5kV 绕组（Y联结）绕在 34.5kV 绕组的上方。两个绕组之间有几厘米的间隔，以保证很好的绝缘以及冷却油的流动。高压绝缘套管从油箱延出，连接到 220kV 线上。中压套管比较小，在图 12-10c 中看不到。



a）一台容量110MV·A，222.5kV/34.5kV，60Hz，三相变压器的铁心。通过不同宽度的叠片的交错放置，铁心柱可以做成圆形。这就把直径减小到最小值，从而较少铜耗。铁心柱被紧固以减小振动。铁心质量：53 560kg

b）与图12-10a相同的变压器（绕组已经装好）。一次绕组采用Y联结，二次绕组采用△联结。每个一次绕组有8个抽头，以+/-2.5%的等级改变电压。电气化抽头转换开关在变压器的右上角。铜重：15 230kg

c）准备运输的同一个变压器。它已经通过了在高压侧1050kV的过压测试，以及低压侧250kV的过压测试。其额定功率为110MV·A/146.7MV·A；含油总重1587吨；高9米；宽8.2米；长9.2米

（图片由ABB提供）

图 12-10　110 MV·A 的电力变压器

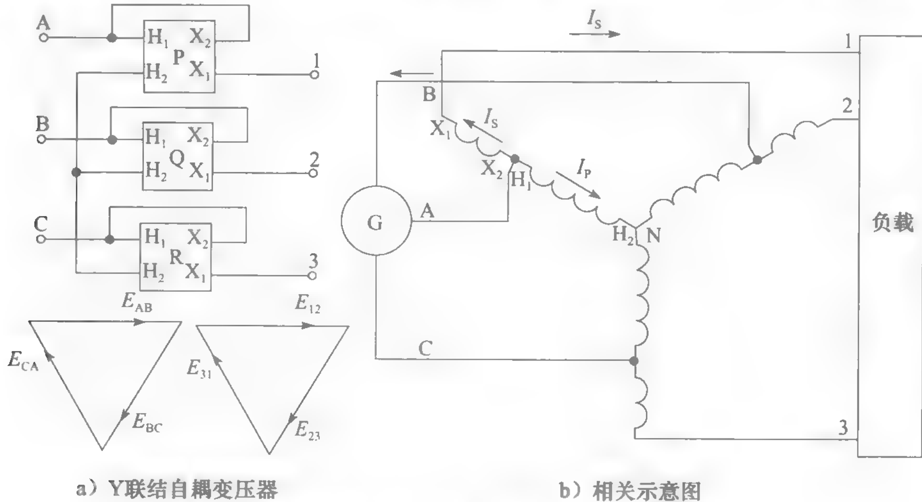
⊖ 抽头转换变压器自动切换原边绕组上的抽头，以此来控制二次电压。抽头转换开关由传感器的控制，传感器持续地监控电压，以保证电压恒定。

12.8 升压变压器和降压变压器

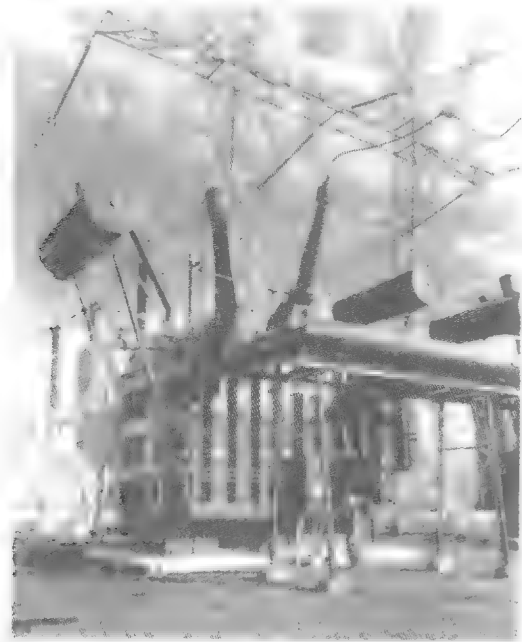
当三相电压需要适量升压或者降压的时候，出于经济考虑，通常使用3个单相变压器组成一个Y联结的自耦变压器。实际的连接如图12-11a，相应的示意图如图12-11b所示。一次绕组和二次绕组各相的相电压同相。因此，输入、输出的线电压是同相的。另外，如前所述（12.5节），为了防止相电压失真，中性点连接到系统中性点。

对于给定的电力输出，一台自耦变压器要比传统变压器（见11.2节）更小、更便宜，特别是当输入线电压和输出线电压变比在0.5～2时。

图12-11为一台变比为404kV/173kV的大型单相自耦变压器，有11.9kV的第三绕组。它是用来连接700kV的传输线和现有的300kV系统的三相变压器组的一部分。



a）Y联结自耦变压器 b）相关示意图



c）

图12-11 大型单相自耦变压器

（图片由Hydro-Québec提供）

例 12-4 230kV 的三相线电压要升压至 345kV，给一个 200MV・A 的负载供电。三台单相变压器连接成一台自耦变压器来使用。如图 12-11b 连接，计算每相功率和电压。

解 为了简化计算，只考虑一相，以 A 相为例

X_1 和 H_2 之间的相电压为：

$$E_{1N} = 345/\sqrt{3} = 199\text{kV}$$

H_1 和 H_2 之间的相电压为：

$$E_{AN} = 230/\sqrt{3} = 133\text{kV}$$

在线 1 和 A 之间的绕组 X_1X_2 电压为：

$$E_{1A} = 199 - 133 = 66\text{kV}$$

这表明每台变压器一次侧、二次侧的额定有效电压值为 133kV、66kV。

输出线的每相电流为：

$$I_s = S/\sqrt{3}E = (200 \times 10^6)/(\sqrt{3} \times 345\,000) = 335\text{A}$$

X_1X_2 绕组的容量为：

$$S_a = 66\,000 \times 335 = 22.1\text{MV} \cdot \text{A}$$

H_1H_2 绕组也有同样的额定功率。

因此每台单相变压器的容量为 22.1MV・A，三相变压器组的容量为 22.1×3=66.3MV・A。

该变压器的变比为（345/230）=1.5，在 0.5～2.0，其容量比 200MV・A 的负载小得多。◀

12.9 相移原理

三相系统可以很容易地移动电压的相位角。利用相移方法可以从普通的三相线路中构造出两相，六相和十二相系统。这些多相系统被用于大型换流站和一些特殊的电控设备中。相移也被用于控制电力在传输线上的传输，是电网的组成部分。

为了理解相移原则，在三相线路中的 B 相和 C 相间连接可变电阻器（见图 12-12）。当将触点 P 从 B 相向 C 相滑动的时候，E_{AP}的幅值和相位都改变。当触点从可变电阻器的一端移到另一端时，可得到 60°的相移。触点从 B 移向 C，E_{AP}在相位上逐渐超前 E_{AB}，但其幅值变化不大，当触点在可变电阻器中间的时候，E_{AP}从 E（线电压）变为 0.866E。

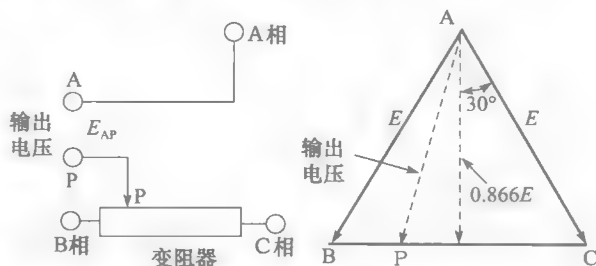


图 12-12 通过可变电阻器使 E_{AP}移相

这样一个简单的相移装置只能用于端 A 和 P 间的负载电流较小的电路。如果用于重载，则可变电阻器的损耗将使电压和相位与空载时完全不同。

为了解决这个问题，可在 B 相和 C 相间连接一个多抽头的自耦变压器（见图 12-13）。通过移动触点 P，可以得到同样的开路电压和相移，若在 A、P 间接入负载，电压和相位也保持不变。其原因为：E_{BC}固定不变，则自耦变压器中的磁通也不变。结果是，无论自耦变压器是否提供给负载电流，电压保持恒定（幅值及相位）。

图 12-14 所示为连接在 A、B、C 间的 3 台自耦变压器。当转换抽头时，接触器 P_1、P_2、P_3 先后移动。这样可得到三相电源 P_1、P_2、P_3，该电源的相位角是步进改变的。当触点从自耦变压器的一端移到另一端时，可以获得最大 120°的相移。触点从自耦变压器绕组一端向另一端平稳的滑动时，P_1、P_2、P_3 之间的三相电压的大小从 E_{line} 变为 0.5E_{line}，

再变回 E_{line}。下面讨论相移原理的实际应用。

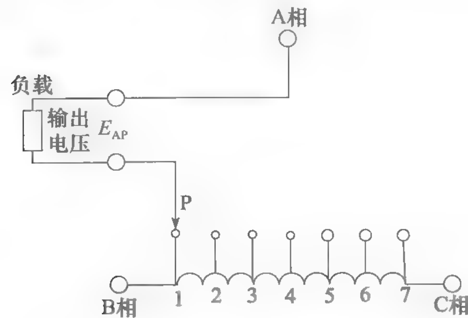


图 12-13 用自耦变压器来进行移相

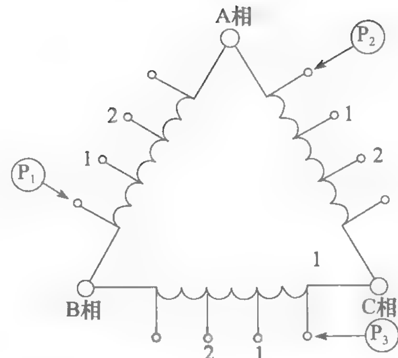


图 12-14 三相相移原理

12.10 三相变两相变压器

两相系统中的二相电压相等，但是彼此移位 90°。由三相电源中产生两相电源的方法很多。最简单最便宜的方法是用一个在 50%和 86.6%处有抽头的单相自耦变压器。如图 12-15 所示，把该自耦变压器连在三相线路的任意两相之间。如果 A，B，C 之间电压为 100V，E_{AT}和 E_{NC}的电压都是 86.6V，且彼此差 90°。这个关系可以从相量图中（见图 12-15c）得出，原因如下：

1. 相量 E_{AB}、E_{BC}和 E_{CA}由电源确定。

2. 相量 E_{AN}与相量 E_{AB}同相，因为它们对应绕组中交链的磁通相同。

3. 相量 E_{AT}跟相量 E_{AB}同相，原因同上。

4. 根据基尔霍夫电压法则，$E_{AN}+E_{NC}+E_{CA}=0$。因此，相量 E_{NC}的值和方向如图 12-15c 所示。

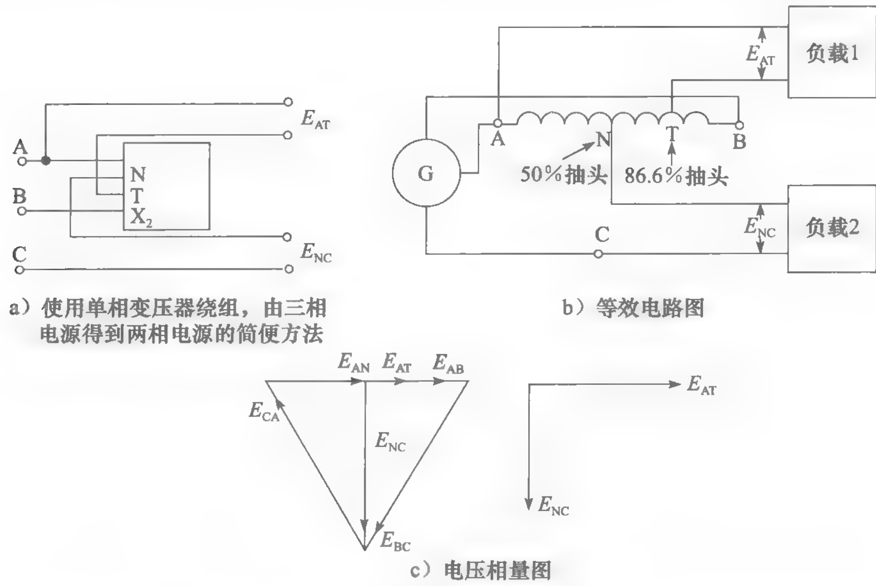


图 12-15 三相变二相变压器

负载 1 和 2 必须彼此隔离，就像一个两相感应电机的两个绕组。变比（三相电压变两相电压）是固定的，为 $E_{AB}/E_{AT}=100/86.6=1.15$。

另外一种产生两相系统的方式是采用斯柯特连接。它由两个相同的单相变压器组成，其中一个在一次绕组 50%处有抽头，另外一个在 86.6%处有抽头。变压器的连接如图 12-16 所示。三相电源连接到 A、B、C 端，两相负载连接到二次绕组。变比（三相线电压到两相线电压）为 E_{AB}/E_{12}。斯科特连接的优点是使三相和两相系统隔离，并可得到任意的电压变比。

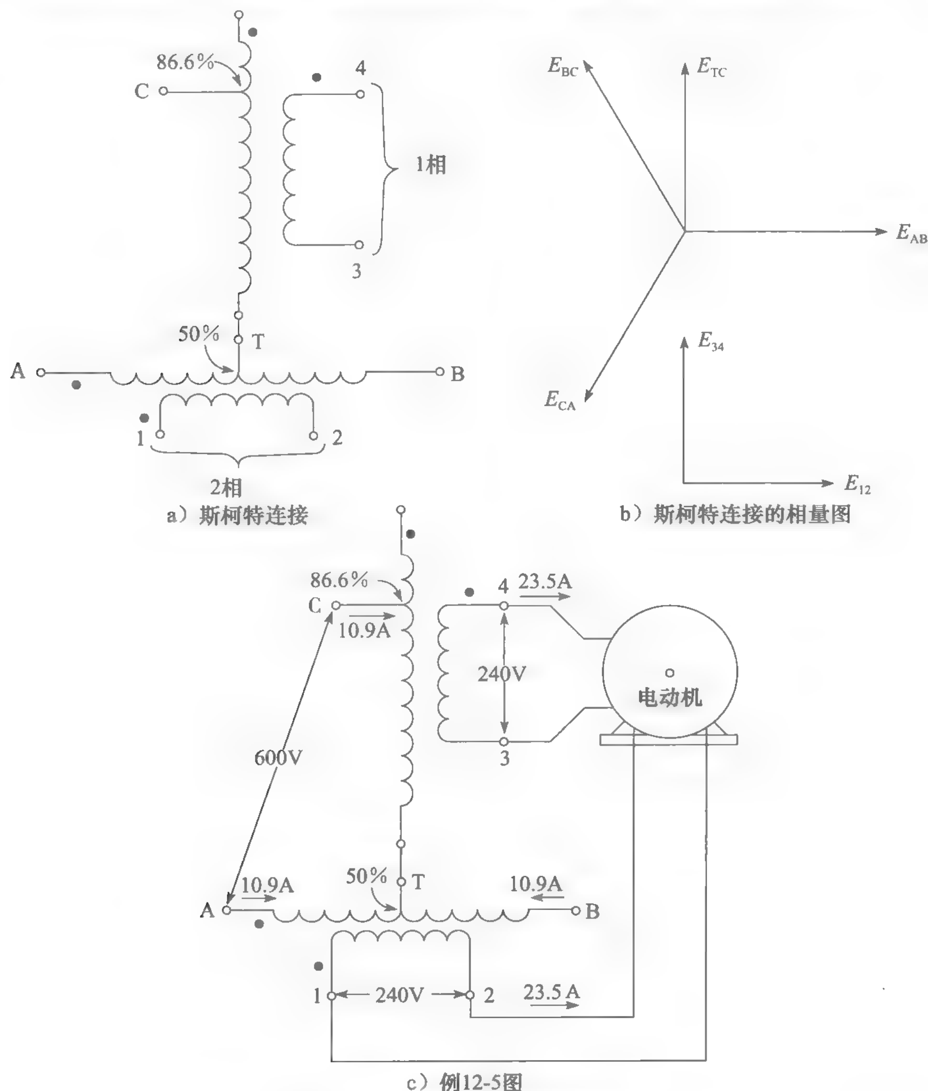


图 12-16　变压器的斯柯特连接

目前两相系统仅应用于伺服电机中。

例 12-5 一台两相 7.5kW（10 马力），240V，60Hz 的电动机效率为 0.83，功率因数为 0.80。由三相、600V 电源经斯科特式连接的变压器组供电。计算：

a. 电动机的视在功率；

b. 两相线电流；

c. 三相线电流。

解　a. 电动机有功功率为：

$$P = P_o/\eta = 7500/0.83 = 9036\text{W}$$

电动机的视在功率为：

$$S = P/\cos\phi = 9036/0.8 = 11\,295\text{V} \cdot \text{A}$$

每相的视在功率为：

$$S = 11\,295/2 = 5648\text{V} \cdot \text{A}$$

b. 两相线路的电流

$$I = S/E = 5648/240 = 23.5\text{A}$$

c. 变压器组自身消耗的有功功率和无功功率很少。三相线路仅仅提供电动机所需的有功功率和无功功率。因此，三相线路所提供的总功率为 11 295V · A。

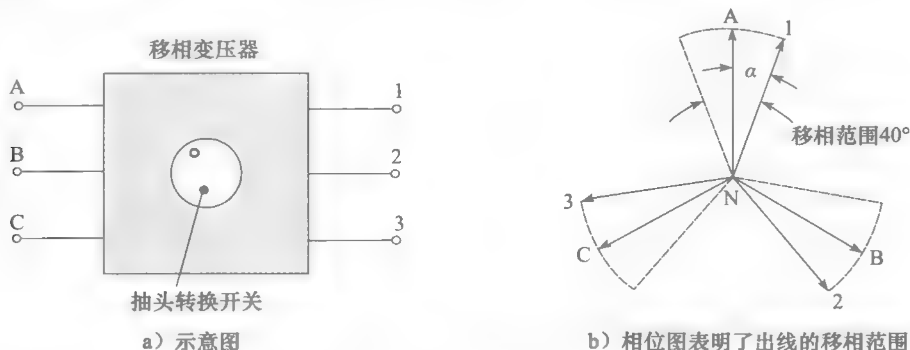
三相线路的电流为：

$$I = S/(\sqrt{3}E) = 11\,295/(\sqrt{3} \times 600) = 10.9\text{A}$$ ◀

12.11 相移变压器

相移变压器是一种特殊的三相自耦变压器，可以改变输入、输出电压间的相角，而不改变电压变比。

观察一个连接到相移变压器 A、B、C 端的三相传输电路（见图 12-17）。变压器改变了所有的输入线电压 α 角度，但是却没有改变它们的大小。结果是所有的输出传输线 1、2、3 的电压与输入线 A、B、C 的电压相位改变了，其角度可以超前也可以滞后，通常都在 0 到±20°间变化。



a）示意图　　b）相位图表明了出线的移相范围

图 12-17　相移变压器

通过自动抽头变换器，相角有时是步进变化的。

变压器的主要额定功率（决定了它的尺寸）取决于传输线路的视在功率以及相位的变化。当相角少于 20°时，可以由近似公式计算得出：

$$S_T = 0.025 S_L \alpha_{max} \tag{12.1}$$

式中，S_T 是三相变压器箱的基本额定功率（V · A）；S_L 是传输线传输的视在功率（V · A）；α_{max}是变压器最大相移角度（°）；0.025 是近似系数。

例 12-6 某相移变压器，用来控制 150MV · A，230kV 的三相线路。相角在 0 到±15°间变化。

a. 计算变压器的近似额定功率；

b. 计算输入、输出线路的线电流。

解 a. 基本额定功率为：

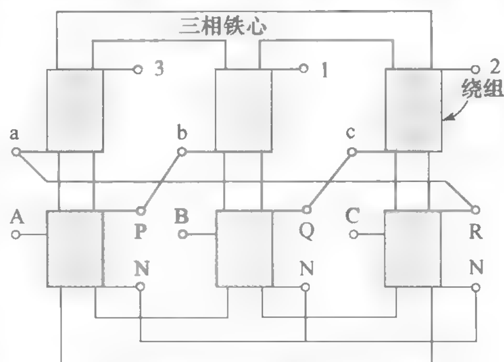
$$\begin{aligned} S_T &= 0.025 S_L \alpha_{max} = 0.025 \times 150 \times 15 \\ &= 56\text{MV} \cdot \text{A} \end{aligned} \tag{12.2}$$

注意额定功率要小于变压器的传输的功率。这是所有自耦变压器的特征。

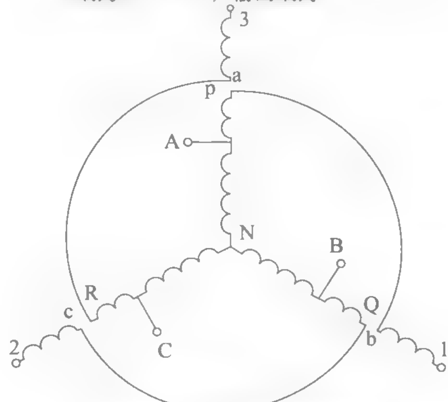
b. 任何两线间的线电流是相同的，因为电压相同。线电流为：

$$I = S_L/\sqrt{3}E = (150 \times 10^6)/(\sqrt{3} \times 230\,000) = 377\text{A}$$

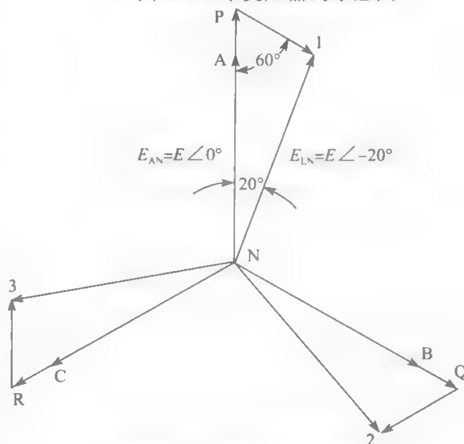
图 12-18a 是一台三相变压器的例子，它可以用来获得 20°的相位变化。它的每个铁心柱上有两个绕组。因此，A 相的铁心柱上的绕组 PN 上引出了一个抽头 A，二次绕组的端点为 a，三相绕组的内部连接如图所示。输入线路连接到 A、B、C 上，输出线路连接到 1、2、3 上。



a）三相移相变压器的内部结构，输入端为A、B、C；输出端为1、2、3



b）图12-18a中变压器的示意图



c）移相20°的变压器的相量图

图 12-18　三相移相变压器

结果是 E_{1N} 滞后 E_{AN} 20°。同样，E_{2N} 滞后 E_{BN} 20°，E_{3N} 滞后 E_{CN} 20°（见图 12-18c）。

相位变化的基本原理是将两个由不同相产生的电压串联在一起，即由 B 相产生的电压 E_{1b} 与 A 相产生的 E_{PN} 串联。E_{PN} 和 E_{1b} 的取值应使输出电压与输入电压数值相等，且获得所要的相位差。在本例中，如果 E 是输入线路的相电压，通过 A 相绕组的各电压为：

$$E_{AN} = E$$

$$E_{PN} = 1.14E$$

$$E_{3a} = 0.40E$$

$$E_{1N} = E_{AN}\angle -20°$$

实际上，抽头转换的移相变压器的内部连接要复杂得多，但基本原理是相同的，在第 25 章中将会介绍此内容。◀

12.12　三相变压器的计算

三相变压器组的计算方法跟单相变压器相同，可按照如下条件计算：

1. 不论变压器的实际联结方式如何，假定一次绕组和二次绕组采用Y联结（见 8.14 节）。这样就排除了要处理△/Y联结和△/△联结的电压和电流的问题。

2. 只考虑这个假定的Y/Y联结的变压器组的一个变压器（一相）。

3. 假定的变压器的一次电压是输入线路的相电压。

4. 二次电压为输出线路的相电压。

5. 标称额定功率为三相变压器组的额定功率的三分之一。

6. 变压器上的负载为三相变压器负载的三分之一。

例 12-7 如图 10.18（第 10 章）所示，一台额定容量 1300MV・A，24.5kV/345kV，60Hz，阻抗为 11.5%的三相升压变压器。它将发电厂输出电压升压到 345kV。

a. 确定这台变压器的每相等效电路；

b. 当高压侧产生 810MV・A，370kV，0.90 滞后功率因数时，计算通过发电机端的电压。

解 a. 首先注意一次绕组和二次绕组的联结方式未指定。可假设两个绕组都是采用Y联结的。

可以采用标幺值法来解决这个问题，选择二次绕组的额定电压 E_B 作为基准电压。

基准电压为：

$$E_B = 345/\sqrt{3} = 199.2\text{kV}$$

变比为：

$$a = 345/24.5 = 14.08$$

变压器的额定功率用来作为基准功率 S_B

$$S_B = 1300/3 = 433.3\text{MV}\cdot\text{A}$$

该变压器是一台大型变压器；因此，变压器的阻抗基本上感性的。阻抗标幺值为：

$$Z_T(\text{pu}) = \text{j}0.115$$

等效电路如图 12-19 所示。

b. 每相负载功率为：

$$S_L = 810/3 = 270\text{MV}\cdot\text{A}$$

负载两端的电压 E_L 为：

$$E_L = 370\text{kV}/\sqrt{3} = 213.6\text{kV}$$

负载功率的标幺值为：

$$S_L(\text{pu}) = 270\text{MVA}/433.3\text{MVA} = 0.6231$$

负载功率的标幺值为：

$$E_L(\text{pu}) = 213.6\text{kV}/199.2\text{kV} = 1.0723\angle 0^\circ$$

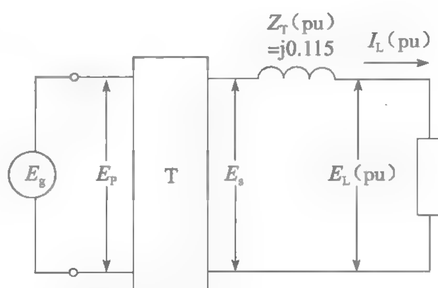


图 12-19 例 12-7 图

负载电流的标幺值为：

$$\dot{I}_L(\text{pu}) = \frac{S_L(\text{pu})}{E_L(\text{pu})} = \frac{0.6231}{1.0723} = 0.5811$$

负载的功率因数为 0.9. 因此，I_L 滞后 E_L arccos0.90=25.84°

所以，负载电流标幺值的幅值与相位为：

$$I_L(\text{pu}) = 0.5811\angle -25.84^\circ$$

电压 E_s 的标幺值（图 12-19）为：

$$\begin{aligned}E_s(\text{pu}) &= E_L(\text{pu}) + I_L(\text{pu}) \times Z_T(\text{pu}) \\ &= 1.0723\angle 0^\circ + (0.5811\angle -25.84^\circ) \times (0.115\angle 90^\circ) \\ &= 1.0723 + 0.0668\angle 64.16^\circ \\ &= 1.0723 + 0.0668(\cos 64.16^\circ + \text{j}\sin 64.16^\circ) \\ &= 1.1014 + \text{j}0.0601 \\ &= 1.103\angle 3.12^\circ\end{aligned}$$

因此

$$E_s = 1.103 \times 345\text{kV} = 381\text{kV}\angle 3.12^\circ$$

原边电压的标幺值为：

$$E_p = 1.103\angle 3.12^\circ$$

所以，发电机端的有效电压为：

$$E_g = E_p(\text{pu}) \times E_B(\text{primary}) = 1.103 \times 24.5\text{kV} = 27.02\text{kV}$$ ◀

12.13 三相变压器的极性标记

三相变压器的高压端标记为 H_1、H_2、H_3，低压测标记为 X_1、X_2、X_3。以下规则已

经成为标准：

1. 如果一次绕组和二次绕组采用Y/Y联结或者△/△联结，同名端电压同相。因此

$$E_{H_1H_2} \text{ 与 } E_{X_1X_2} \text{ 同相}$$
$$E_{H_2H_1} \text{ 与 } E_{X_2X_1} \text{ 同相}$$
$$E_{H_1H_3} \text{ 与 } E_{X_1X_3} \text{ 同相}$$

以此类推。

2. 如果一次绕组和二次绕组采用Y/△联结，或者采用△/Y联结，会导致在一次侧和二次侧的线电压间有 30°的移相。内部这样联结是为了使高压侧的电压始终超前于低压侧同名端的电压。因此

$$E_{H_1H_2} \text{ 超前 } E_{X_1X_2}\ 30°$$
$$E_{H_2H_1} \text{ 超前 } E_{X_2X_1}\ 30°$$
$$E_{H_3H_2} \text{ 超前 } E_{X_3X_2}\ 30°$$

以此类推。

图 12-20 显示了两种△/Y联结的标注法。

3. 这些规则不受原边电压相位次序的影响。

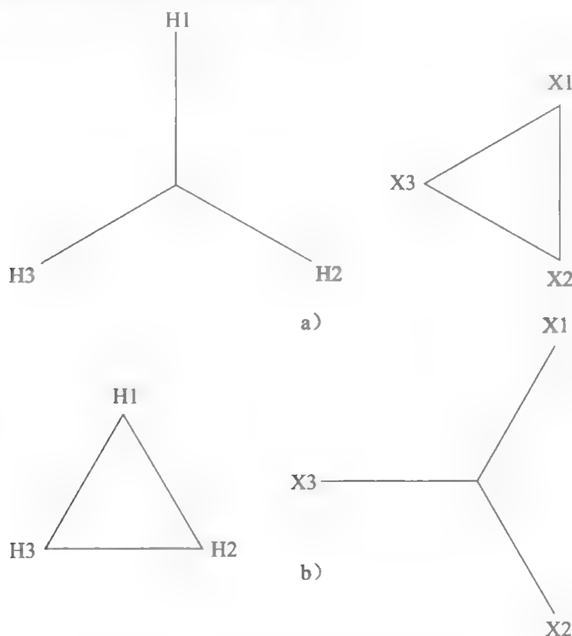


图 12-20 三相变压器的极性标注

习题

初级

12-1 假设变压器端点标注为 H_1、H_2、X_1、X_2，画下列联结的示意图：

a. △/Y联结

b. 开路△联结

12-2 三台 250kV·A，7200V/600V，60Hz 单相变压器，采用Y/△联结，连在一条 12 470V 的三相线路上。如果负载是 450kV·A，计算如下电流：

a. 输入、输出电流

b. 一次绕组和二次绕组的电流

12-3 如图 12-9 所示的变压器，额定容量 36MV·A，13.8kV/320V。计算一次侧和二次侧的标称电流。

12-4 计算图 12-18 所示的变压器一次绕组和二次绕组的电流标称值。绕组采用△/Y联结。

中级

12-5 如图10-19所示的变压器，采用强迫通风模式

a. 如果一次电压为225kV，一次电流为150A，计算二次电流。

b. 变压器是否过载？

12-6 题12-2中的变压器，用来将三相电压由600V升高到7.2kV。

a. 要采用何种联结？

b. 负载为600kV·A时的线电流。

c. 计算相应的一次和二次电流。

12-7 为了应急需要，将三台100kV·A，13.2kV/2.4kV的单相变压器按Y-△联结在三相18kV的线路上。

a. 这个变压器组可以连接的最大负载是多少？

b. 输出线电压是多少？

12-8 额定功率250kV·A，2.4kV/600V两个变压器，采用开路△联结，连在一个400kV·A的负载上。

a. 变压器是否过载？

b. 这个变压器组能够承受的最大负载是多少？

12-9 如图12-3和图12-4所示，A-B-C相间的线电压为6.9kV，1、2、3间的线电压平衡，大小为600V。如变压器P的二次绕组被连反了。

a. 计算1-2，2-3，3-1间的线电压。

b. 画出新的相量图。

工程应用

12-10 三台150kV·A，480V/4000V，60Hz单相变压器连在4000V三相线路上。励磁电流标幺值0.02。计算变压器空载运行时的线电流。

12-11 一台300kV·A，三相分布式变压器的单位铁耗大约为0.003。单位铜耗为0.0015。如果变压器有一半时间空载运行，电费4.5分/度，计算一年中空载运行的耗费。

12-12 一台150kV·A，230V/208V，60Hz，三相自耦变压器重量为310磅，同时一台标准相同额定功率的三相变压器重量为1220磅。为什么会有差别？

12-13 三台单相变压器额定容量15kV·A，480V/120V，60Hz，采用△联结，作为自耦变压器连接在一条600V的三相线路上。H_1、H_2、X_1、X_2的极性标志在金属外壳上。

a. 说明变压器应该怎么连接。

b. 确定变压器的三相电压输出。

c. 计算三相输出电压和600V端的三相输入电压间的相移。

12-14 在题12-13中计算能由600V的电源提供的最大线电压。计算自耦变压器能承受的最大负载。

12-15 一台600V的三相电源给一台40马力，460V的三相电动机供电。电动机的满载电流为42A。现有三台5kV·A，120V/480V的单相变压器，应该如何联结？他们在供给电机足够的负载电流时能保证温度不会过高么？

第13章
三相感应电机

13.0 引言

三相感应电机包含电动机和发电机。

三相感应电动机是应用最为广泛的电动机。它们很简单，可靠，价廉，很容易维护。可以在空载到满载间以恒定速度运行。电动机的速度是随频率而变化的，因此，对这些电动机进行速度控制是困难的。目前变频器被越来越多地应用于感应电动机的速度控制。

在这一章中，将介绍三相感应电动机的基本原理，以及描述它运行的一些基本的方程，然后讨论它的结构以及绕组。

笼型，绕线式，直线感应电动机，从几马力到数千马力，这些电机的基本原理都是一样的。

这一章中还研究三相电动机用作三相感应发电机。

13.1 主要结构

一台三相感应电动机（见图 13-1）有两个主要部分：一个定子和一个转子。转子和定子间是 0.4mm 到 4mm 的气隙，气隙的大小取决于电动机的功率。

定子（见图 13-2）机座固定定子铁心，定子铁心由硅钢片叠压而成。在叠片上均匀的冲制了相同的槽，用来安装定子绕组。

转子同样由叠片压制而成。它们也冲制有转子槽，用来安放转子绕组。转子绕组有两种方式：（1）传统的绝缘线组成的三相绕组，（2）笼型绕组。绕组类型也决定了两种电动机类型：笼型感应电动机以及绕线式转子感应电动机。

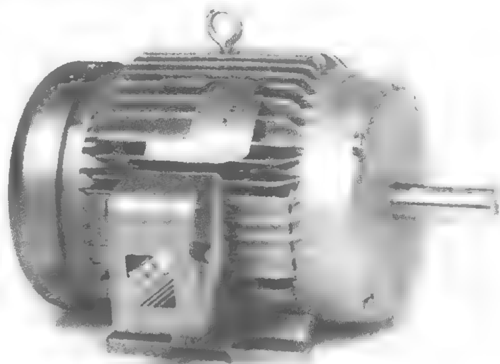


图 13-1 Super E，高效率感应电动机，10 马力，1760n/min，460V，3 相，60Hz。这台全封闭风冷电动机满载电流为 12.7A，效率为 91.7%，功率因数 81%。空载电流 5A，堵转电流 85A，起动转矩标幺值 2.2，最大转矩标幺值 3.3，总重 91kg，含轴总长度 491mm，总高 279mm

（图片由 Baldor Electric Company 提供）

一个笼型转子由比转子略长的铜条组成，嵌在转子槽中，其两端焊接有两个铜端环，这样所有的导条都被短路在一起。整个结构（导条和端环）像一个鼠笼，因此得名。在小型和中型电动机中，导条和端环是用铝压铸成一个整体（见图 13-3a）。图 13-3b 和图 13-3c 显示了笼型电动机制造的各个阶段。

绕线转子上有跟定子上相同的三相绕组。绕组均匀分布在槽中，通常都采用 3 线Y联结。端部连接着三个滑片，随着转子转动（见图 13-4）。旋转的集电环与静止的电刷使我们可以将电阻串联到转子绕组上。外部电阻主要用于起动阶段。在通常运行状态下，三个电刷短路。

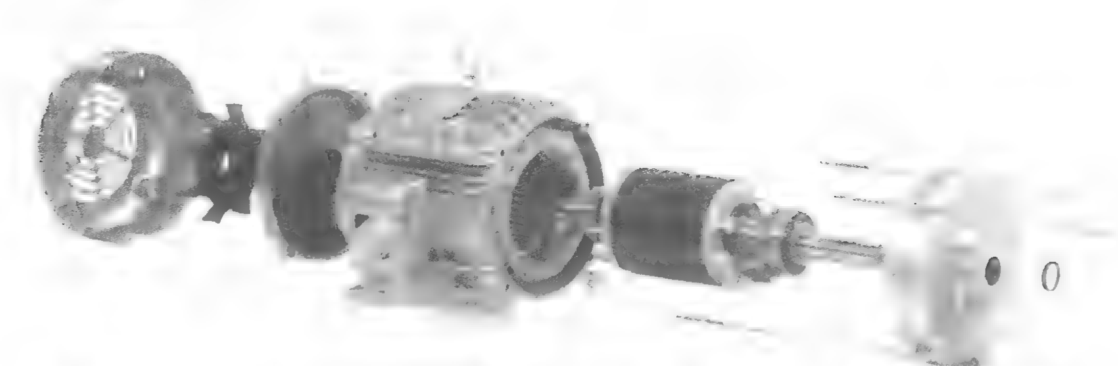
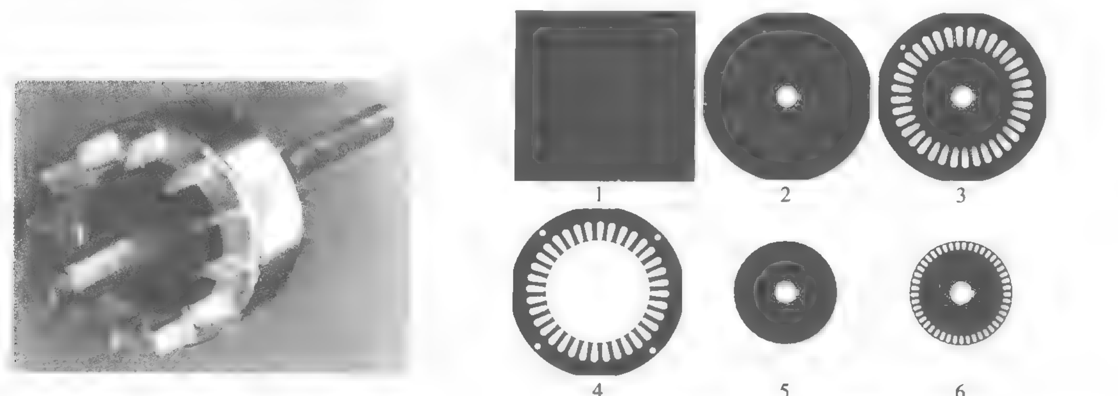


图 13-2　图 13-1 的笼型电动机的分解图，其中有定子，转子，端环，风扇，轴承，接线盒等

（图片由 Baldor Electric company 提供）



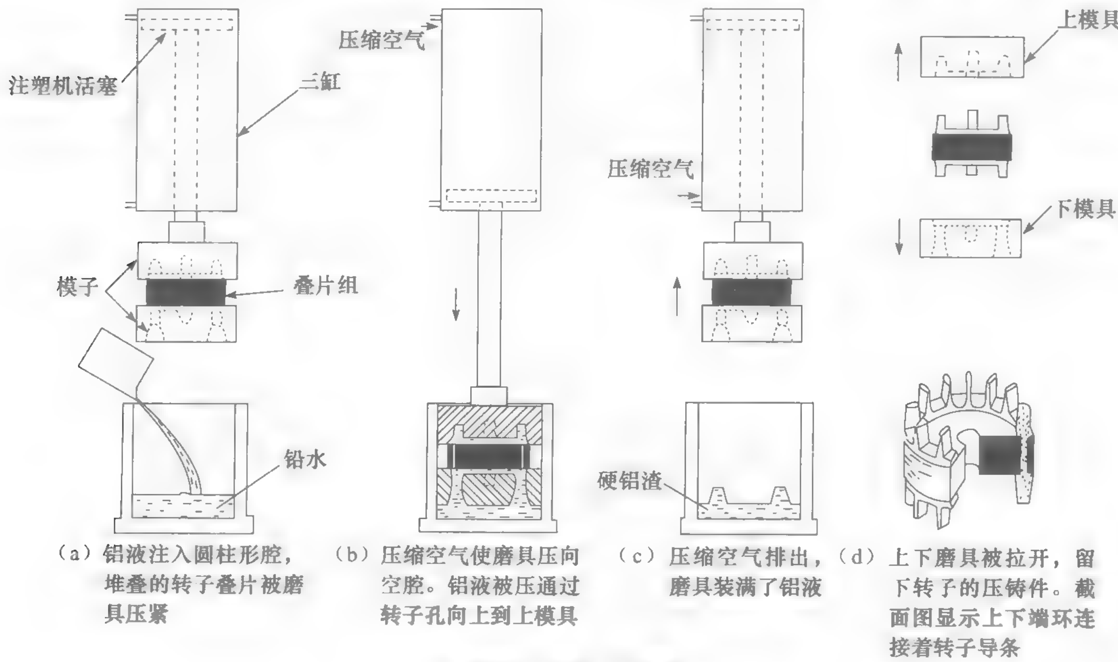
a）笼型转子的铝铸件，带有冷却风扇

（图片由Lab-Volt提供）

b）制造定子和转子的叠片的步骤

（1）硅钢片按尺寸落料，（2）定子冲片粗冲压，（3）冲压成型，（4）转子冲片粗冲压，（5）冲压成型

（图片由Lab-Volt提供）



（a）铝液注入圆柱形腔，堆叠的转子叠片被磨具压紧

（b）压缩空气使磨具压向空腔。铝液被压通过转子孔向上到上模具

（c）压缩空气排出，磨具装满了铝液

（d）上下磨具被拉开，留下转子的压铸件。截面图显示上下端环连接着转子导条

c）笼型转子压铸工艺步骤

图 13-3　笼型转子的制造过程



a）一台5马力，1 730转/分，绕线式转子感应电动机的分解图

b）转子集电环的特写
（图片由Brook Crompton Parkinson Ltd提供）

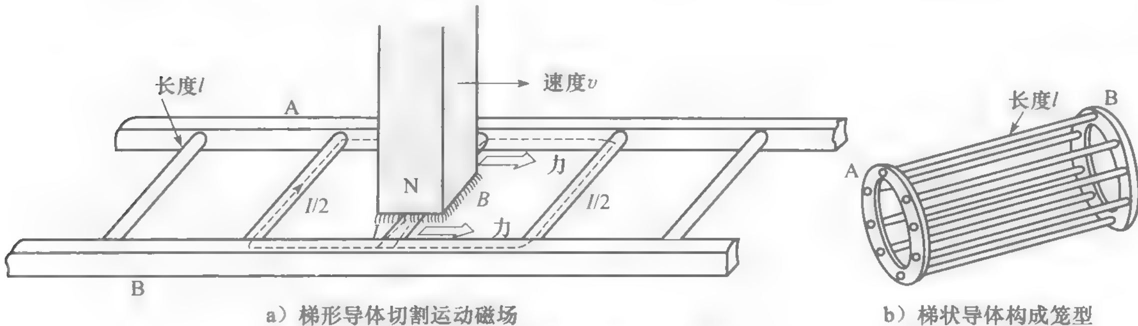
图 13-4 绕线式转子

13.2 运行原理

三相感应电动机的运行建立在法拉第定理和导体的洛仑兹力的基础上（见 2.20 节、2.21 节、2.22 节），可通过下面的例子理解其运行原理。

一段长度为 l 的导体，导体末端被两个导条 A，B 短路（见图 13-5a）。永磁体放在这个梯状物上面，以速度 v 向右运动，这样，磁场 B 扫过导体，下面的情况会依次发生：

1. 当导体切割磁力线时，每个导体产生电势 $E=Blv$（法拉第定律）。
2. 感应电势产生感应电流 I，电流流过极面下的导体，通过端条，流回另外一根导体。
3. 因为带有电流的导体在永磁体的磁场中，它受到一个机械力（洛仑兹力）。
4. 这个力使导体沿着磁场的方向运动。



a）梯形导体切割运动磁场

b）梯状导体构成笼型

图 13-5 感应电机运行原理

如果导体自由运动，它将会向右加速。但是，当它加速的时候，导体切割运动的磁场的速度变慢，结果电压 E 和电流 I 将会减少。因此，作用于导体的力也会减少。如果梯状导体的运动速度跟磁场的速度相同，感应电压 E，电流 I，拖动梯状导体的力将变为零。

在一台感应电机中，将梯状导体按圆周闭合，呈笼型，运动的磁场被旋转磁场取代，该磁场由流过定子的三相电流产生。

13.3 旋转磁场

图 13-6 所示电动机有一个简单的定子，有 6 个凸极，每极都有一个 5 匝的线圈。直径

方向相对的线圈通过三根跳线串联起来，三根跳线分别连接端点 a-a、b-b、c-c。这就建立三个同样的绕组 AN、BN、CN，彼此相差 120°。每个绕组的 2 个线圈产生相同方向的力。

三组绕组采用Y联结，因此有一个中性点 N。因为这种完全对称的结构，各线到中性点的阻抗是相同。换句话说，当考虑终端 A、B、C 的时候，绕组构成了一个平衡的三相系统。

如果把三相电源连到端点 A、B、C，交流电流 I_a、I_b、I_c 流过绕组，电流大小相同，但是相位相差 120°。这些电流将会产生磁势，从而也产生了磁通。而磁通正是我们所感兴趣的。

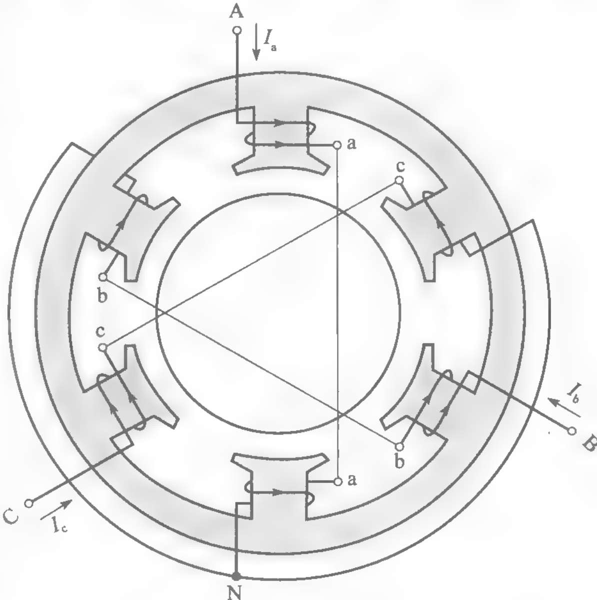


图 13-6　定子有端点 A、B、C，连接在三相电源。电流从线路流到中性点的方向视为正方向

假设绕组中电流的正方向（用箭头表示）从线到中性点，反过来说，电流的负方向从中性点到线。下面用数字来研究。假设每相的峰值电流为 10A。因此，当 $I_a=+7A$ 时，A 相两个线圈将会同时产生磁动势，7A×10＝70 安匝以及相应的磁通。因为电流为正，根据右手定则，磁通方向垂直向上。

随着时间的推移，我们能够确定瞬时值以及每个绕组的电流方向，因此建立相应的磁通模式。如图 13-7 所示，电流 I_a 为＋10A，I_b、I_c 都为－5A。A 相的磁动势为 10A×10＝100 安匝，B 相 C 相的磁动势为 50 安匝。磁动势的方向取决于瞬时电流的流向，使用右手定则，我们可以发现磁场方向如图 13-8a 所示。定子的 6 个凸极与转子共同产生了一个 2 极磁场。即 6 极定子能够产生 2 极磁场，其磁场方向朝上。

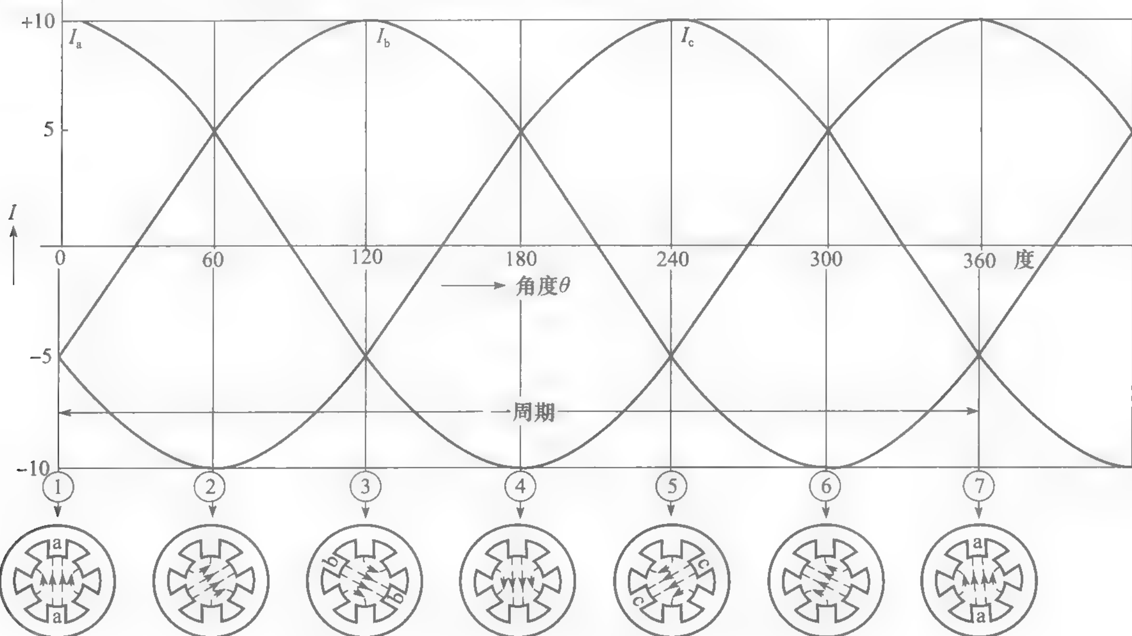
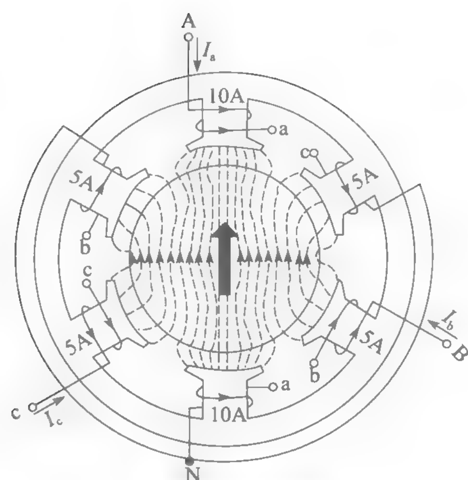
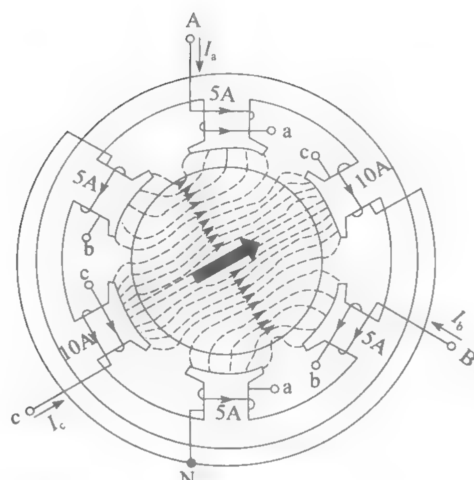


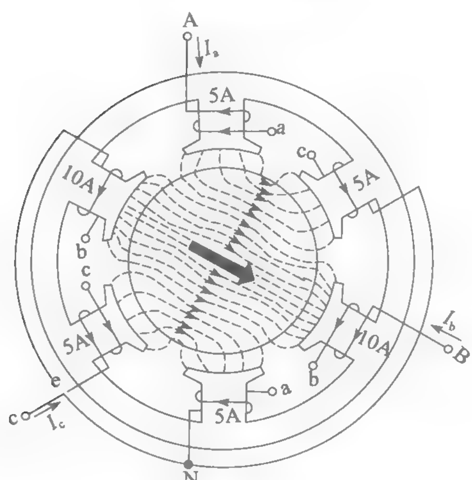
图 13-7　电流瞬时值和图 13-6 中的磁通位置



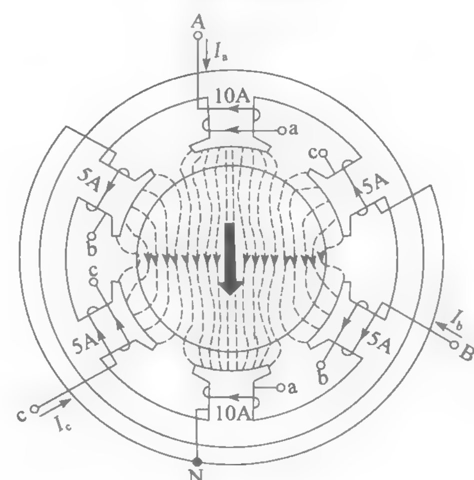
a）时刻1的磁通模式



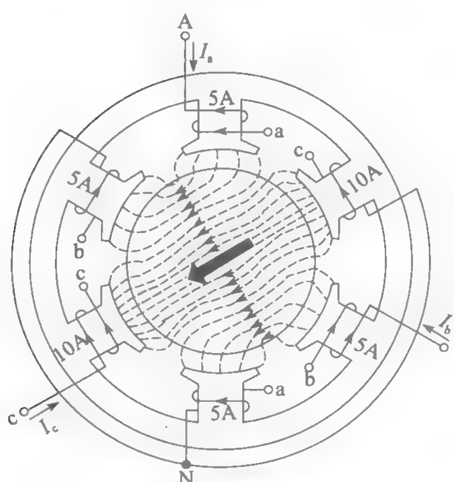
b）时刻2的磁通模式



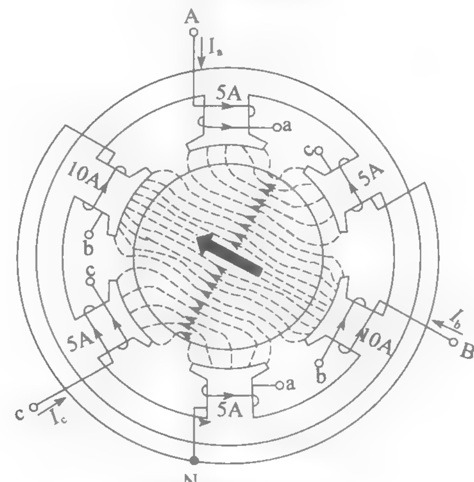
c）时刻3的磁通模式



d）时刻4的磁通模式



e）时刻5的磁通模式



f）时刻6的磁通模式

图 13-8 旋转磁场示意图

在时刻2，1/6周期后，电流 I_c 达到峰值－10A，I_b 和 I_c 的值为＋5A（见图13-8b）。可发现新的磁场的形状跟以前一样，只是它顺时针移动了60°。换句话说，磁动势在时刻1和时刻2转过了1/6周。

按照这种方法，经过各间隔1/6周期的时刻3、4、5、6和7，可发现磁场在一个周期内转了一圈（见图13-8a～图13.8f）。

磁场的旋转速度取决于变化一周的时间，即电源的频率。如频率为60Hz，磁场转1周的时间为1/60s，即每分钟转3600转。如频率为5Hz，磁场转1周的时间为1/5s，则每分钟转300转。由于旋转磁场的转速与电源的频率同步，将该转速称为同步转速。

13.4　旋转方向

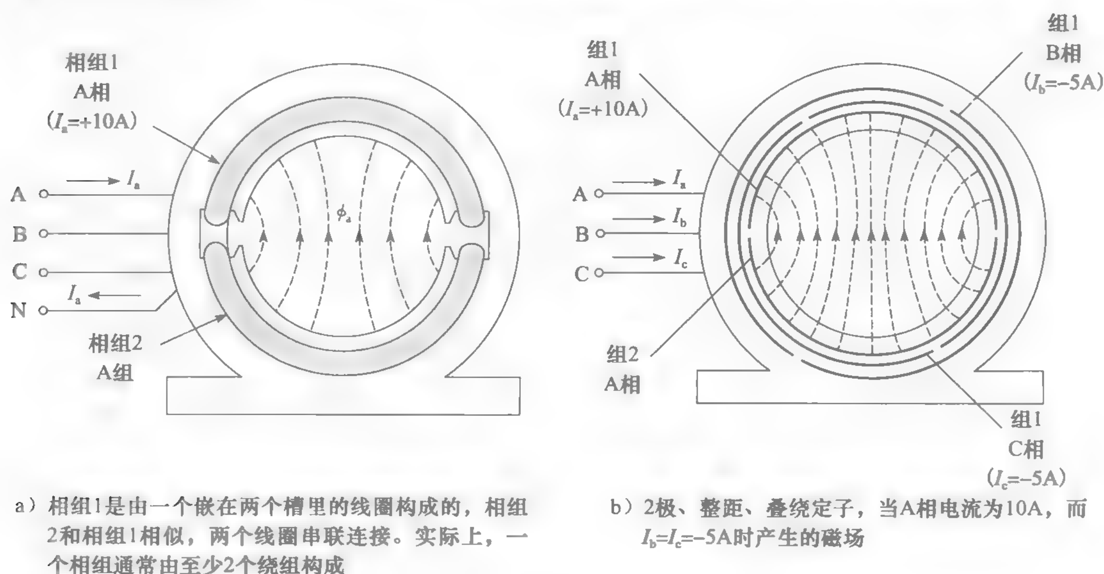
图13-7所示的电流正峰值以A-B-C的顺序依次出现。这种相序产生顺时针旋转的磁场。如果交换任意两根连接于定子的导线，新的相序将为A-C-B。按照13.3节推出的相同的连线原理，可以发现，现在磁场以同步转速反向旋转，或者逆时针方向旋转。因此，交换三相电动机的任意两相接线，会改变旋转方向。

早期的电动机是凸极构造的，而目前多数电动机的定子有平滑的内径。这样，图13-6中的凸极定子被如图13-2和图13-24a所示的平滑定子所取代。

在图13-6中，A相的两个线圈（Aa和An）被图13-9a所示的两个线圈所取代。它们嵌在定子内表面的两个槽里。注意每个线圈可以覆盖180°圆周，而图13-6所示的线圈仅仅可以覆盖60°圆周。180°的线圈极距更加高效因为它每匝能产生更多的磁通。从终点A流入中性点N的电流 I_a 能产生如图所示的分布磁通。

B相、C相的线圈和A相的线圈一样，如图13-9b所示，它们相互间隔120°。三相绕组产生了2极的励磁磁场。

与图13-9a所示的每极用单一线圈的情况不同，实际上可将线圈分为2、3或者更多个嵌在相邻槽里的线圈，将这些相关线圈串联连接，组成所谓的相组。按照这种方式展开两个或者更多槽的线圈趋向于产生一个分布于每极的正弦磁通，这可以改善电动机的性能并且减小电动机的噪声。



a）相组1是由一个嵌在两个槽里的线圈构成的，相组2和相组1相似，两个线圈串联连接。实际上，一个相组通常由至少2个绕组构成

b）2极、整距、叠绕定子，当A相电流为10A，而 I_b=I_c=−5A时产生的磁场

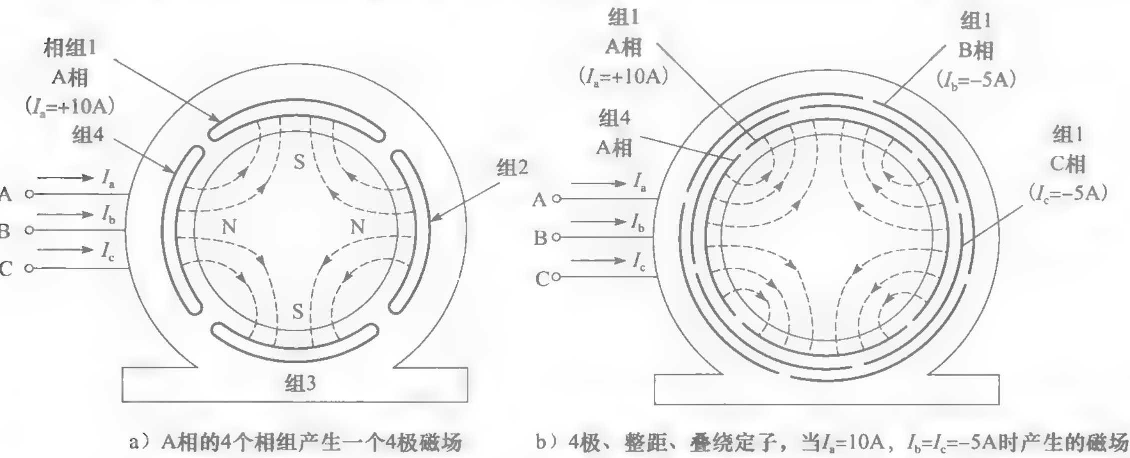
图13-9　定子绕组的分布

如图13-20所示的相组是由安置在5个的连续槽里的5个绕组串联而成。

13.5　极数——同步转速

发明感应电机后不久，人们就发现旋转磁场的速度可以通过增加极数来减小。

为了构建一个4极的定子，电动机线圈按图13-10a所示分布。现在A相的4个相同的相组仅跨90°的定子圆周。按照使相邻组产生相反方向磁动势的方式，将各组串联连接。即当一个电流 I_a 从A相定子绕组流入，它能够产生4个相互交替的N-S极。



a）A相的4个相组产生一个4极磁场　　b）4极、整距、叠绕定子，当 I_a=10A，I_b=I_c=−5A时产生的磁场

图13-10　4极电动机的定子示意图

其他两相的绕组是相似的，每相彼此隔60°机械角。当Y联结绕组接到三相电源，产生了4极的旋转磁场（见图13-10b）。这个磁场以图13-9b所示的两极磁场一半的速度旋转。下面会解释其原因。

只要有足够的槽，就可以任意增加极数。图13-11显示了一个3相，8极的定子。每相由8组组成，各相组共同产生了一个8极的旋转磁场。当连接到60Hz的电源时，旋转磁场以900r/min的同步转速转动。

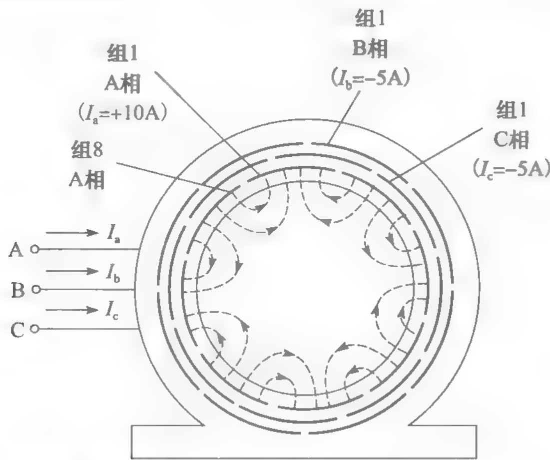
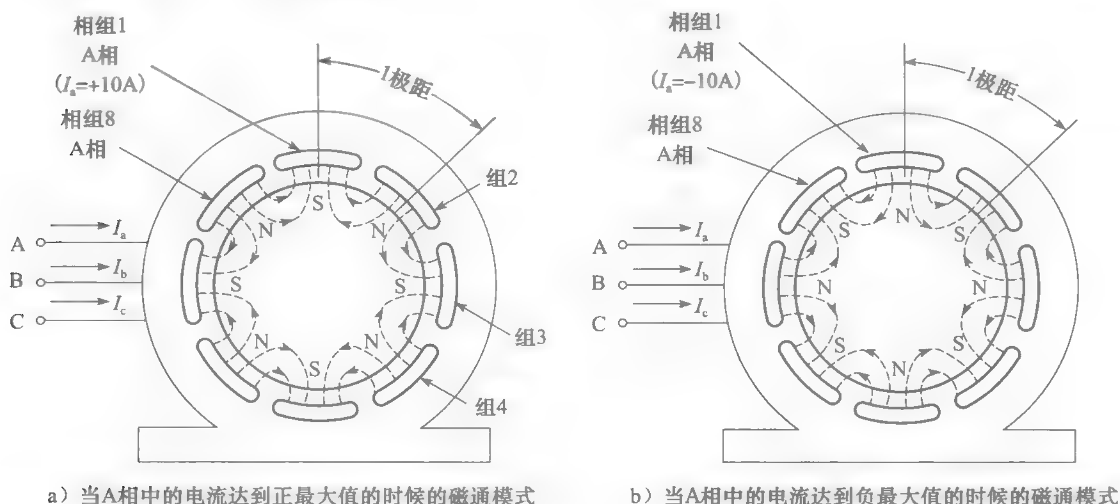


图13-11　8极、整距、叠绕定子，I_a＝10A，I_b＝I_c＝−5A时产生的磁场。

如何能确定同步转速的大小呢？不用去考虑流入三相的电流的所有细节，而把注意力集中与A相。如图13-11所示，各个相组覆盖360/8＝45°的机械角。假设A相中的电流达到它的正最大值，那么磁通量以A相为中心，并且N-S极如图13-12a所示。半个周期

后，A相电流会达到它的负最大值，如图13-12b所示，所有N极变为S极，S极变为N极。比较这两幅图，可明显看出整个磁场已经转过了45°的角度，由此可确定磁场的转速。电流由正最大值变到负最大值，磁场移动了45°，所以8个半周期（4个周期）旋转一圈。因此，当电源频率为60Hz说，磁场旋转一周的时间为4×1/60＝1/15s。所以，磁通以15r/s或者900r/min的速度旋转。



a）当A相中的电流达到正最大值的时候的磁通模式　　b）当A相中的电流达到负最大值的时候的磁通模式

图13-12　8极电动机的定子

图13-12b中的磁通模式和图13-12a中的一样，只是往前移动了一个极距。

因此旋转磁场的速度取决于电源的频率和定子的极数。按照上面同样的推理过程，可以证明同步转速由下述表达式决定：

$$n_s = \frac{120f}{p} \tag{13.1}$$

其中，n_s表示同步速（r/min）；f表示电源频率（Hz）；p表示极数。

这个表达式表示同步转速随着频率的增加而增加，随着极数的减少而减小。

例13-1 当一个具有20极的三相感应电动机连接于一个50Hz的电源时，计算它的同步速。

解

$$n_s = 120f/p = 120 \times 50/20 = 300\text{r/min}$$ ◀

13.6　笼型电动机的起动特性

将感应电动机的定子连接于3相电源，并将转子堵转。由定子产生的旋转磁场切割转子导条，并且在所有导条中产生一个电压。

由于每个导体快速地以N-S极交替的顺序被切割，所以产生的是交流电压。电压的频率取决于每秒钟扫过一个导体N、S极的数目。当转子停转时，它总是等于电源的频率。因为转子导条由端环短路，感应电压引起一个大电流，通常中等功率电机中每根导条可达几百安培。

载流导体在定子产生的磁通的路径上，因此它们都承受一个非常大的机械力。这些力使转子跟旋转磁场一块旋转。

小结：

1. 当感应电动机的定子通以三相电压，将会建立一个旋转磁场；
2. 旋转磁场会在转子导条中感应一个电压；

3. 感应电压会产生一个大的流入转子导条和端环的环流；
4. 载流转子导条放在定子产生的磁场中，因此它们承受一个强劲的机械力；
5. 所有转子导条产生的机械力将使转子与转动磁场相同的方向转动。

13.7　转子的升速——转差

转子一经释放，便以旋转磁场的方向加速。随着它加快速度，磁场和转子间的相对速度会逐渐地减小，这导致了感应电压的值和频率的减小。转子电流，虽然开始时值很大，随着电动机速度增加会迅速减小。

转子转速将会继续增加，但它永远不会赶上旋转的磁场。实际上，如果转子确实以旋转磁场相同的速度（同步转速）旋转，磁通将不会再切割转子导条，这样感应电压和电流都会降至零。在这种条件下，施加在转子导条的力将会降至零，这样摩擦力和空气阻力将会马上导致转子减速。

转子转速总是稍小于同步转速，这样能够在转子导条中产生一个足够以克服制动转矩的电流。空载时，转子和磁场的速度百分差（称为转差）很小，通常小于同步转速的 0.1%。

13.8　电动机负载运行

假设电动机起始时空载运行，如果在轴上加一个机械负载，电动机将会开始减速，则旋转磁场将会以一个越来越高的速度切割转子导条。感应电压和导条中的电流会逐渐地增加，产生一个越来越大的电动机转矩。问题是，这种情形将会持续多久呢？转速会继续减小直到电动机停止吗？

当电动机转矩正好等于负载转矩时，电动机和机械负载会达到一种平衡状态。当达到这种状态，转速会停止下降，并且电动机会以一个恒定的速度旋转。一台电动机只有在它的转矩正好等于机械转矩的时候才能以一个恒定的速度旋转，理解这点很重要。当这种平衡状态被改变，电动机速度马上开始改变。

在一般负载下，感应电动机以非常接近同步速的速度旋转。这样，在满载时，大电动机的转差（1000kW 或者更大）很少超过同步速的 0.5%，而对于小电动机（10kW 或者更小），相应的转差很少超过 0.5%。这就是感应电动机被认为是具有恒定转速的电动机的原因。但是，因为它们的速度永远不会真正达到同步转速，它们有的时候被称为异步电动机。

13.9　转差和转差率

感应电动机的转差率 s 就是同步转速和转子速度的差值与同步转速的百分比（或者比例）表示。转差率可以由下面的表达式表示：

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \tag{13.2}$$

其中，s 表示转差率；n_s 表示同步转速（r/min）；n 表示转子速度（r/min）。

实际上，空载时转差率为零，并且当转子堵转时为 1（或者 100%）

例 13-2　3 相 60Hz 电源给一台 0.5hp、6 极感应电动机供电，如果满载速度为 1140r/min，计算转差。

解　电动机的同步转速为：

$$n_s = 120f/p = 120 \times 60/6 = 1200\text{r/min}$$

旋转磁场的同步转速和转子转速的差值即为转差：

$$n_s - n = 1200 - 1140 = 60\text{r/min}$$

转差率为：

$$s=(n_s-n)/n_s=60/1200=0.05\text{ 或 }5\%$$ ◀

13.10 转子中感应电势和频率

转子中感应电势和频率都取决于转差率，它们由下述表达式给出：

$$f_2=sf \tag{13.3}$$

$$E_2=sE_{oc}(\text{approx}) \tag{13.4}$$

其中，f_2 表示转子中的电压和电流的频率（Hz）；f 表示连续接于定子的电源频率（Hz）；s 表示转差率；E_2 表示转差率为 s 时转子中感应的电压；E_{0c} 表示转子停转时的开路感应电压（V）。

在笼型电动机中，开路电压 E_{oc} 是转子导条与端环断开连接时感应在转子中的电压。绕线式异步电机的开路电压是集电环（开路）间电压的 $1/\sqrt{3}$。

式（13.3）总是成立的，但式（13.4）只有在旋转磁通保持恒定的条件下成立。实际上，在空载到满载间，E_2 仅比式（13.4）给出的数值稍小。

例 13-3 例 13-2 中的 6 极，绕线式异步电动机通入三相，60Hz 电压。计算下述条件下的转子电流频率：

a. 静止时；

b. 电动机以与旋转磁场相同方向的 500r/min 的速度旋转；

c. 电动机以与旋转磁场反向的 500r/min 的速度旋转；

d. 电动机以与旋转磁场相同方向的 2000r/min 的速度旋转。

解 由例 13-2，电动机的同步转速为 1200r/min

a. 静止时电动机转速 $n=0$。

因此，转差率为：

$$s=(n_s-n)/n_s=(1200-0)/1200=1$$

感应电势的频率（即为感应电流的频率）为：

$$f_2=sf=1\times 60=60\text{Hz}$$

b. 当电动机旋转方向和磁场旋转方向一致时，电动机的转速为正。转差率为：

$$s=(n_s-n)/n_s=(1200-1500)/1200=700/1200=0.583$$

感应电势的频率（即为感应电流的频率）为：

$$f_2=sf=0.583\times 60=35\text{Hz}$$

c. 当电动机旋转方向和磁场旋转方向相反时，电动机的转速为负。转差率为：

$$s=(n_s-n)/n_s=[1200-(-500)]/1200$$
$$=(1200+500)/1200=1700/1200=1.417$$

转差率大于 1 说明电动机制动运行，感应电势的频率（即为感应电流的频率）为：

$$f_2=sf=1.417\times 60=85\text{Hz}$$

d. 当电动机旋转方向和磁场旋转方向一致时，电动机的转速为正：$n=+2000$，转差率为：

$$s=(n_s-n)/n_s=(1200-2000)/1200=-800/1200=-0.667$$

负的转差率说明电动机实际上作为一个发电机运行，感应电势和感应电流的频率为：

$$f_2=sf=-0.667\times 60=-40\text{Hz}$$

负的频率意味着转子绕组中感应的电压相序是倒的。这样，如果当频率为正的时候，转子电压的相序是 A-B-C，那么当频率为负的时候相序为 A-C-B。对于频率计来说，负频率和正频率有相同的读数，所以称频率为 40Hz。 ◀

13.11 笼型感应电动机的特性

表 13-1 列出了功率范围为 1～20 000kW 的笼型感应电动机的典型特性。表中的电流

和转矩都是以标幺值形式表示。基值电流是满载电流，所有其他电流均与它相比。同样，基值转矩是满载转矩，所有其他转矩都与之相比。基值速度是电动机的同步转速。下面的解释将会说明表中的各值的意思。

表 13-1 笼型感应电机的典型特性

负载	电流（pu）		转矩（pu）		转差（pu）		效率		功率因数	
电动机尺寸→	小	大	小	大	小	大	小	大	小	大
满载	1	1	1	1	0.03	0.004	0.7～0.9	0.96～0.98	0.8～0.85	0.87～0.9
空载	0.5	0.3	0	0	≈0	≈0	0	0	0.2	0.05
堵转	5～6	4～6	1.5～3	0.5～1	1	1	0	0	0.4	0.1

注：“小”代表 11kW 以下；“大”代表 1120kW 以上或者超过 25 000hp

1. 电动机空载运行

当电动机空载运行时，定子电流介于 0.5 和 0.3 之间（满载电流为基值电流）。空载电流与变压器中的励磁电流相似，它包括产生旋转磁通 Φ_m 的励磁成分和一小部分能够提供转子中绕组损耗、摩擦损耗以及定子中铁耗的有功成分。磁通 Φ_m 将定转子联系起来，因此它与变压器中的互感磁通相似（见图 13-13）。

为产生旋转磁场，需要相当大的无功功率，为了使它在一个可以接受的范围内，需使气隙在机械容量允许的范围内尽量减小。因此空载的功率因数比较小，一般小电动机为 0.2，大电动机为 0.05 左右，因为输出功率为 0，所以效率为 0。

2. 电动机负载运行

当电动机带负载时，转子中的电流会产生一种改变互感磁通 Φ_m 的磁动势，它能够产生一种流入定子的反向电流。定转子的反向的磁动势和变压器中初级和次级的方向磁动势相似。因此，除了互感磁通 Φ_m（图 13-14），还有漏磁通 Φ_{f1} 和 Φ_{f2} 产生。产生这三种磁通的总无功功率要比电动机空载运行时稍大一些。由电动机吸收的有功功率（kW）几乎与机械负载成线性比例增长。因此随着机械负载增加，电动机的功率因数能够得到显著地改善。满载时，小电动机的功率因数为 0.80 左右，而大电动机的功率因数为 0.90 左右。对于大型电机，满载时的效率很高，可达到 98%。

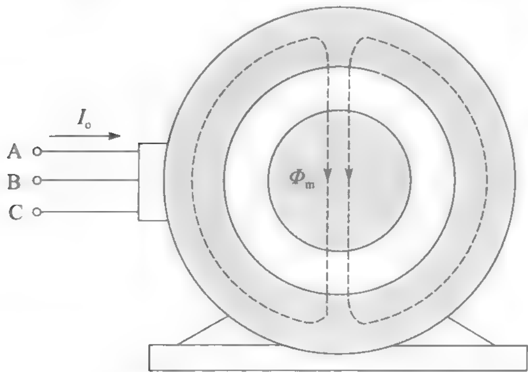


图 13-13 空载时，电动机中主要是互感磁通，为了产生磁通，需要产生大量的无功功率

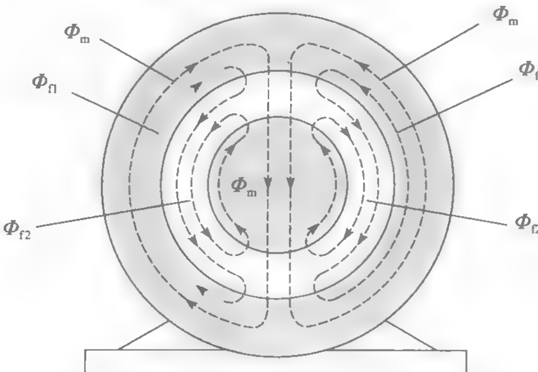


图 13-14 满载时互感磁通增加，但是会产生定子和转子间的漏磁。无功功率会稍微大于图 13-13 所示的值

3. 电动机堵转特性

堵转电流是满载电流的 5～6 倍，这使得 I^2R 损耗比常态高 25～36 倍。因此电动机堵

转时间不能超过数秒钟。

尽管静止时的机械功率为0，但是电动机仍产成一个非常强的转矩。因为需要很大的无功功率来产生转子和定子绕组中的漏磁通，所以功率因数比较小。并且由于定转子绕组不是非常紧密地耦合的，所以这些漏磁通比变压器的大得多。

13.12 感应电动机电流的估算

三相感应电动机的满载电流可以通过下述的近似公式计算：

$$I = 600P_h/E \tag{13.5}$$

其中，I 表示满载电流（A）；P_h 表示输出功率（马力）；E 表示额定线电压（V）；600代表经验系数。

起动电流为5～6倍额定电流，而空载电流则为0.3～0.5倍额定电流，故能方便地估算任意一台感应电动机的电流值。

例 13-4 a. 计算额定值为500马力，2300V的三相感应电动机的满载电流、堵转电流和空载电流。

b. 估算堵转条件下的视在功率。

c. 确定电动机的功率（kW）。

解 a. 满载电流为：

$$I = 600P_h/E = 600 \times 500/2300 = 130\text{A}(\text{近似值})$$

空载电流为：

$$I_o = 0.3I = 0.3 \times 130 = 39\text{A}(\text{近似值})$$

起动电流为：

$$I_{LR} = 6I = 6 \times 130 = 780\text{A}(\text{近似值})$$

b. 堵转状态下的视在功率为：

$$S = \sqrt{3}EI = \sqrt{3} \times 2300 \times 780 = 3100\text{kV}\cdot\text{A}(\text{近似值})$$

c. 当电动机的功率以kW来表示时，它总是与机械输出有关，而于电气输入无关，用SI单位表示的电机的额定值为：

$$P = 500/1.34 = 373\text{kW}(\text{参照附录 AX0 的功率转换表})$$ ◀

13.13 有功功率流

电压，电流和相量图能帮助我们了解感应电动机的性能，但通过流过电动机的有功功率流，可更容易理解电能是怎样转化为机械能的。根据图13-15，有功功率 P_e 从输电线流入三相定子，因为定子铜耗，一部分 P_f 耗散为绕组的热量，另一部分 P_f 由于铁耗，耗散为定子铁心中的热量，剩下的有功功率 P_r 通过气隙并通过电磁感应传递给转子。

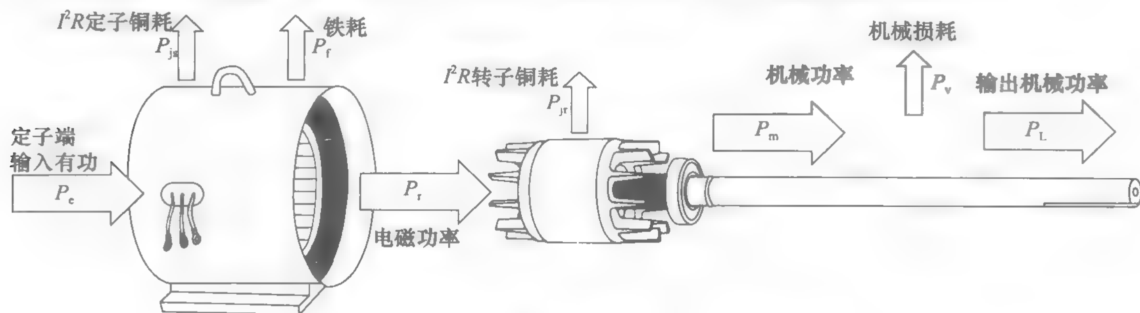


图 13-15 三相感应电动机中的有功功率流

由于转子中的损耗 I^2R，第三部分 P_{jr} 由热量耗散，剩下的最终成为机械功率 P_m，减去一小部分代表通风和轴承损耗的 P_v，最终可得到轴上驱动负载的机械功率 P_L。

根据图 13-15 中的功率流程图可分辨分析并计算感应电动机的三种重要的特性：(1) 效率，(2) 功率和 (3) 转矩。

1. 效率

由定义可知，电动机的效率即为输出功率和输入功率的比值：

$$\text{效率}(\eta) = P_L/P_e \tag{13.6}$$

2. 转子中的 I^2R 损耗

转子的 I^2R 损耗 P_{jr} 和转子输入功率 P_r 有以下关系：

$$P_{jr} = sP_r \tag{13.7}$$

其中，P_{jr} 代表转子中的 I^2R 损耗（W）；s 代表转差率；P_r 代表传输到转子的功率（W）。

式 13.7 显示随着转差增加，转子中的 I^2R 损耗消耗越来越多的从气隙传递到转子的功率 P_r。以同步转速的一半旋转的转子将耗散它接受的 50% 的有功功率。当转子堵转时，所有传递到转子的功率都被耗散为热量。

3. 机械功率

电机产生的机械功率 P_m 等于传输给转子的功率减去损耗 I^2R。这样，

$$P_m = P_r - P_{jr} = P_r - sP_r \tag{13.8}$$

即

$$P_m = (1-s)P_r$$

因为需要一部分功率来克服风阻和摩擦损耗，实际上能够驱动负载的机械功率稍小于 P_m。在多数情况下，可以忽略这小部分的损耗。

4. 电动机转矩

在任意速度下的由电动机产生的转矩 T_m 由下式决定：

$$T_m = \frac{9.55P_m}{n} = \frac{9.55(1-s)P_r}{n_s(1-s)} = 9.55P_r/n_s$$

因此，

$$T_m = 9.55P_r/n_s \tag{13.9}$$

其中　T_m 表示在任何速度下由电动机产生的转矩；P_r 表示传递到转子的功率（W）；n_s 表示同步速（r/min）；9.55 表示照顾单位统一的乘数$\left(\text{准确值：}\frac{60}{2\pi}\right)$。

由于需要转矩去克服风阻和摩擦损耗，实际上轴上的转矩 T_L 稍微小于 T_m，但在大多数的计算中可忽略这个小的差距。

式 (13.9) 显示转矩和传递到转子的有功功率成正比。这样，为了产生大的堵转转矩，转子必须吸收大量的有功功率，并以热量的形式耗散，因此，转子的温度升高的非常快。

例 13-5　一台同步转速为 1200r/min 的三相感应电动机从三相电网吸收 80kW 的能量。定子中的铜耗和铁耗等于 5kW，如果电机以 1152r/min 的速度旋转，计算下列数值：

a. 传递到转子的有功功率；

b. 转子的 I^2R 损耗；

c. 产生的机械功率；

d. 传递到转子的机械功率，已知风阻损耗和摩擦损耗等于 2kW；

e. 电动机的效率。

解　a. 传递到转子的有功功率为：

$$P_r = P_e - P_{js} - P_f = 80 - 5 = 75\text{kW}$$

b. 转差为：

$$s = (n_s - n)/n_s = (1200 - 1150)/1200 = 48/1200 = 0.04$$

转子的 I^2R 损耗为：

$$P_{jr} = sP_r = 0.04 \times 75 = 3\text{kW}$$

c. 产生的机械功率为：

$$P_m = P_r - I^2R \text{ losses in rotor} = 75 - 3 = 72\text{kW}$$

d. 由于风阻损耗和摩擦损耗，传输到负载的机械功率 P_L 可以稍小于 P_m：

$$P_L = P_m - P_v = 72 - 2 = 70\text{kW}$$

e. 效率为：

$$\eta = P_L/P_e = 70/80 = 0.875 \text{ 或者 } 87.5\%$$

◀

例 13-6 一台 3 相，8 极的笼型感应电机，接到 60Hz 的电源上，同步转速为 900r/min。电动机输入功率为 40kW，并且铜耗和铁耗分别为 5kW 和 1kW。计算电动机产生的转矩。

解 从气隙传递到转子的功率为：

$$P_r = P_e - P_{js} - P_f = 40 - 5 - 1 = 34\text{kW}$$

$$T_m = 9.55P_r/n_s = 9.55 \times 34\,000/900 = 361\text{N} \cdot \text{m}$$

注意这个问题（转矩）的解答和转动的速度是独立。电动机可以静止或者满载运行，但是只要功率被传递到转子的功率 P_r 等于 34kW，电机就可以产生一个 361N·m 的转矩。 ◀

例 13-7 一台额定容量为 100 马力，同步转速为 1800r/min 的三相感应电动机连接于 600V 的电源上（见图 13-16a）。两电表法显示总功率损耗为 70kW，电流表显示线电流为 78A。转子的精确转速为 1763r/min。另外，电动机的特性如下述所示：

定子损耗为 $P_f = 2\text{kW}$，风阻损耗和摩擦损耗为 $P_v = 1.2\text{kW}$，两定子端间的电阻为 0.34Ω。

求 a. 供给转子的功率

b. 转子的 I^2R 损耗

c. 以马力为单位加于负载的机械功率

d. 效率

e. 转速为 1763r/min 产生的转矩

解

a. 定子输入功率为：

$$P_e = 70\text{kW}$$

定子每相的电阻为（假设为Y联结）

$$R = 0.34/2 = 0.17\Omega$$

定子的 I^2R 损耗为：

$$P_{js} = 3I^2R = 3 \times 78^2 \times 0.17 = 3.1\text{kW}$$

铁耗为 $P_f = 2\text{kW}$

施加于转子的功率为：

$$P_r = P_e - P_{js} - P_f = (70 - 3.1 - 2) = 64.9\text{kW}$$

b. 滑差为：

$$s = (n_s - n)/n_s = (1800 - 1763)/1800 = 0.0205$$

转子的 I^2R 损耗为：

$$P_{jr} = sP_r = 0.0205 \times 64.9 = 1.33\text{kW}$$

c. 产生的机械功率为：

$$P_m = P_r - P_{Jr} = 64.9 - 1.33 = 63.5\text{kW}$$

到负载的机械功率 P_L 为：

$$P_L = 63.5 - P_v = 63.5 - 1.2 = 62.3\text{kW} = 62.3 \times 1.34(\text{hp}) = 83.5\text{hp}$$

d. 电动机的效率为：

$$\eta = P_L/P_e = 62.3/70 = 0.89 \text{ 或者 } 89\%$$

e. 转速为 1763r/min 时的转矩为：

$$T = 9.55P_r/n_s = 9.55 \times 64\,900/1800 = 344\text{N} \cdot \text{m}$$

图 13-16b 中标注出上述计算。

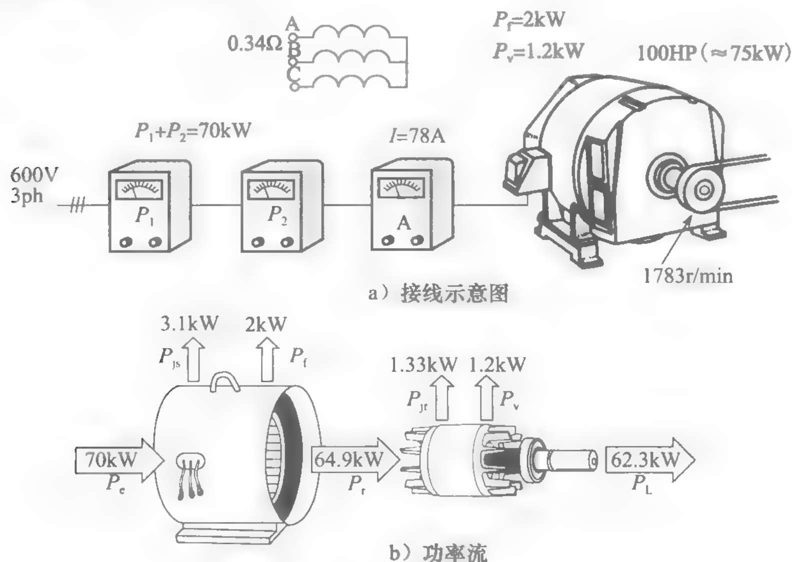


图 13-16　例 13-7 图

13.14　转矩-速度曲线

电动机产生的转矩取决于速度，但是两者的关系不能简单的由一个公式表达。因此，通常用曲线的形式表达两者的关系。图 13-17 显示了满载转矩为 T 的三相感应电动机的转矩速度曲线。起动转矩（堵转转矩）为 $1.5T$，最大转矩（临界转矩）是 $2.5T$。最低起动转矩是当电动机从堵转阶段到最大转矩阶段时产生的最小转矩。

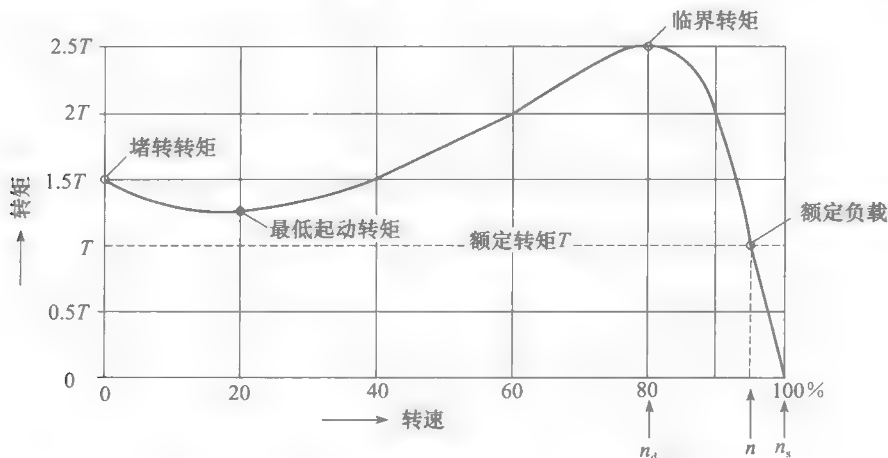


图 13-17　三相笼型感应电动机的典型转矩-速度曲线

满载电动机的转速为 n。如果机械负载有所增加，电动机速度会下降直到电动机的转矩等于负载转矩。只要两个转矩相等，电动机将以一个恒定的比较低的速度旋转。但是，如果负载转矩超过 2.5T（临界转矩），电动机将会迅速减速。

小电动机（15hp 或者更小）大约在同步速的 80%n_d 时达到临界转矩。大电动机（1500hp 或者更大时）大约在同步速的 98%时获得临界转矩。

13.15 转子电阻效应

笼型转子的转子电阻从空载到满载基本上是不变的，但会随温度上升而增加。因此，随着负载增加温度升高，所以转子电阻增加。

当设计笼型电动机时，由于转子导条和端环的用材（铜、铝或者其他金属）不同，转子电阻会在一个大的范围内变化。转矩速度曲线受电阻变化影响明显，唯一不变的特性是最大转矩，下面的例子将会说明这些变化。

图 13-18a 显示同步转速为 1000r/min，满载转矩为 100Nm 的 10kW，50Hz，380V 电动机的转矩速度曲线。满载电流为 20A，堵转电流为 100A。转子电阻为 R。

按 2.5 倍增加转子电阻，这可以在转子导条和端环中应用更高电阻率的材料（如青铜等）来实现，新的转矩速度曲线如图 13-18b 所示，可以看到起动转矩翻番而堵转电流从 100A 降至 90A。与原来最大转矩时的速度 n_d 为 800r/min 不同，电动机在速度为 500r/min 时达到最大转矩。

如果加倍转子电阻使之达到 5R，如图 13-18c 所示，堵转转矩达到 250N·m 的最大值，此时的相应电流为 70A。

进一步增加转子电阻会减小堵转转矩和堵转电流。例如，如果转子电阻增加 25 倍（25R），如图 13-18d 所示，堵转电流会降为 20A，而电动机会产生的起动转矩为 100N·m，这与堵转电流为 100A 时产生的起动转矩一样大。

总的来说，图 13-18c 所示的高转子电阻电动机能产生较大的起动转矩、较小的起动电流，但其机械特性就比较软，而且在额定运行时的转差较大，电动机的 I^2R 损耗也高，这样，电动机的效率低也易过热。

图 13-18a 所示的运行状态下，电动机机械特性就比较硬，额定运行时转差就小，从而电动机的效率高也不会过热。

对电动机转子导条的特殊设计（见图 14-5），可使电动机具有高的起动转子电阻及小的运行转子电阻。但如希望电动机转子电阻能在较大的范围内变化，则需使用绕线式转子感应电动机，该电动机的转子电阻可由外接变阻器来调节。

13.16 绕线式转子异步电动机

在 13.1 节中已介绍过笼型与绕线式电动机的区别。绕线式电动机的成本比笼型电动机要高，但前者具有以下优点：

1. 通过外接 3 相转子电阻可明显降低起动电流，其起动转矩可大于同等功率的笼型转子电动机。

2. 可通过调节外接电阻对电动机调速。

3. 适合驱动大转动惯量的负载。

图 13-19 为绕线式电动机的起动电路。电动机的转子绕组通过集电环和电刷连到三相外接可调电阻。起动时，可调电阻为最大阻值，随着速度上升，电阻逐渐减少。当电动机达到额定转速时，电刷将转子绕组短路。选择合适的电阻值，可在定子电流不超过 2 倍额定值的条件下，产生较大的加速转矩。

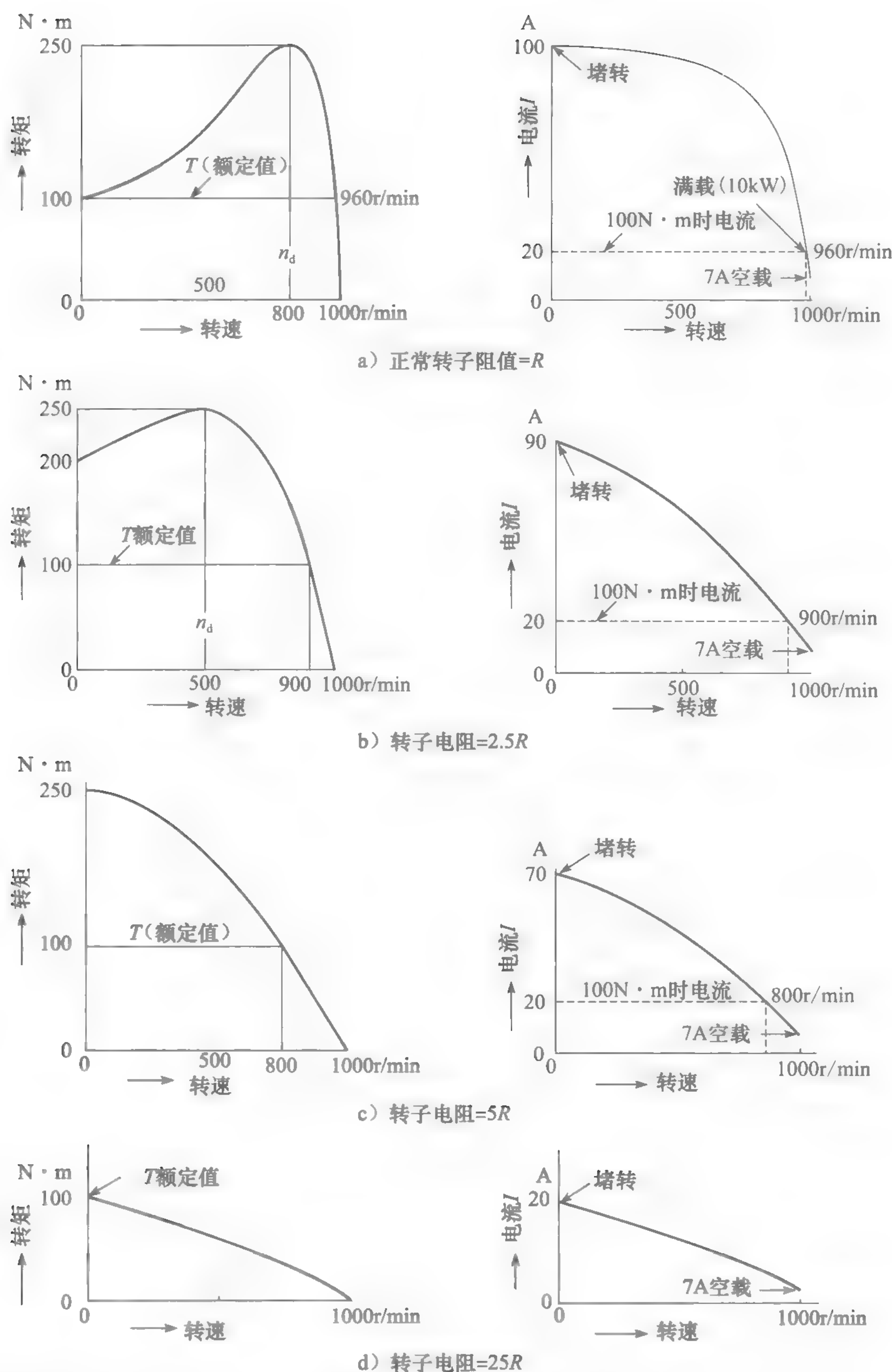


图 13-18 转子电阻影响电动机特性

起动电动机时，通常使用控制方便、热容量大的液体变阻器。液体变阻器由 3 个浸入到电解质的电极组成。只要简单地改变电极周围电解质的液面高度即可改变电阻的大小。电解质的热容量值大，从而限制了温升。

调节变阻器的电阻值可对电动机进行调速。如增加电阻值，则电动机速度下降。用此方法调速的缺点是：电阻上消耗了大量的能量，从而使电动机的效率较低；在固定的电阻值时，随着负载的变化，电动机速度变化明显。

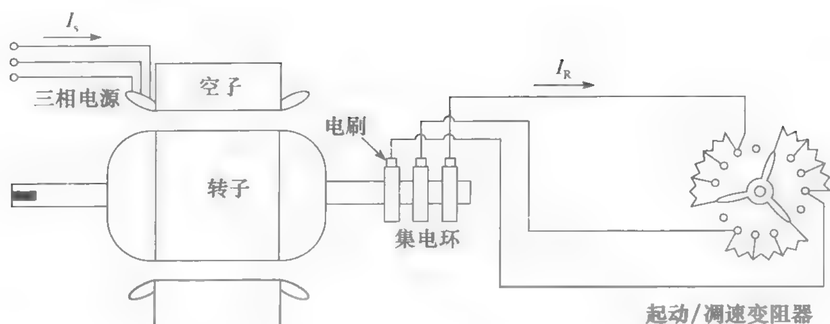


图 13-19 绕线式转子电动机的起动

自冷却绕线式电动机的容量取决于其运行转速。在温升相同的条件下，1 台电动机在 1800r/min 时，输出 100kW 功率，而在 900r/min 时，只能输出 40kW 功率。如采用外部风扇冷却，则该电动机在 900r/min 时，能输出 50kW 功率。

13.17 三相绕组

1883 年，27 岁的前南斯拉夫科学家 Nikola Tesla 发明了三相感应电动机。他的第一个模型有一个和图 13-16 所示相似的凸极定子绕组。随着电动机设计水平的发展，现代电动机设计为分布在定子周围槽里的叠绕组。

叠绕组有平均分布于定子圆周的相组组成，组的数目由下列公式决定：

$$组 = 极数 \times 相数$$

这样，一个 4 极三相定子必须有 4×3＝12 相组。因为一组至少有一个线圈，所以最小线圈数等于组数。因此，一个 4 极三相定子至少有 12 个线圈。此外，层叠绕组中，定子有与线圈相同数目的槽。因此，一个 4 极三相定子至少应该有 12 个槽。但是，电机设计者发现一个组用 2 个，3 个或者更多线圈比只用一个更好。线圈和槽的数目成比例增加。例如，一个每组有 5 个线圈的 4 极三相相定子一定有总共（4×3×5）＝60 个线圈，嵌在 60 个槽里。每个组的线圈都是串联连接，并且每隔一个槽错开（见图 13-20）。各线圈相同，可以是单匝或多匝。每个线圈的宽度被称为线圈节距。

这样的分布式绕组明显比每个组只有一个线圈的集中绕组代价更高。但是，它能改善起动转矩和减小运行状况下的噪声。

当定子绕组接入三相电源，会产生一个多极的旋转磁场，相邻极之间的距离称为极距，它等于定子的内圆周除以极数。例如，一个圆周长为 600mm 的 12 极的定子极距长为 600/12＝50mm。

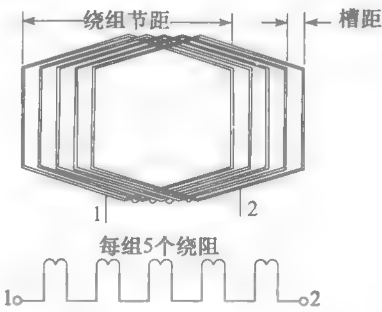
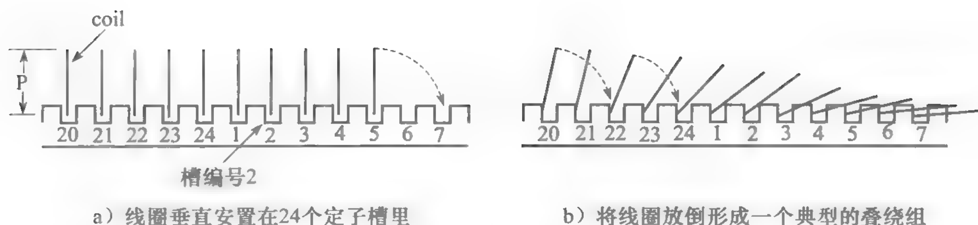


图 13-20 五个线圈串联连接产生一个相组

实际上，线圈节距一般介于极距的 80% 到 100% 之间，线圈节距一般设计的稍微小于极距，这可以节省用铜量，改善气隙中的磁通分布。较短的线圈宽度减小了绕组的重量和成本，而更多的正弦磁通分布改善了起动转矩，并使电动机的噪声降低。对于 2 极电动机来说，较短的线圈节距还可以使得线圈更加利于嵌入槽里。

为了更好地理解叠绕组，假设一个 24 槽的定子如图 13-21a 所示展平。24 个槽垂直放立，各线圈的一条边放在每个槽里，将各线圈的另一边也都放置在另外槽中，即可得到了每个槽里有两条边的三相层叠绕组。线圈相互连接来形成 3 个相同的绕组，每相一个。各相组都对称的分布于定子的圆周，下面的例子将体现这一点。



a）线圈垂直安置在24个定子槽里　　b）将线圈放倒形成一个典型的叠绕组

图 13-21

例 13-8 一台三相 10 极的感应电动机有 120 个槽，如果应用叠绕组，计算：

a. 线圈的总数；

b. 每相线圈的数目；

c. 每相组线圈的数目；

d. 极距；

e. 线圈节距（用极距的百分比表示），假设线圈的宽度涵差 10 个槽（从槽 1 到槽 11）。

解 a. 一个 120 槽的定子需要 120 个线圈；

b. 每相线圈数 120/3＝40；

c. 每相组数＝极数＝10；每相组的线圈为＝40/10＝4；

d. 极距＝槽数/极数＝120/10＝12 槽；一个极距从槽 1 到槽 13；

e. 线圈距占据了 10 个槽（槽 1 到槽 11），所以比例为 10/12＝83.3%。

下面的例子显示了一个典型三相绕组中线圈详细连接方法。◀

例 13-9 一个 24 槽的定子需要绕三相 4 极的绕组，求：

1. 线圈间的连接；

2. 各相间的连接。

解 三相绕组有 24 个线圈，假设它们垂直放置，一个槽里有一个线圈边（图 13-22）。先确定 A 相的线圈分布，然后在进一步确定 A 相的连接，同理可以确定 B 相和 C 相的连接。推理过程如下所示：

a. 旋转磁场产生 4 个极，因此电动机有每相有 4 组，或者总共有 4×3＝12 个相组。图 13-22a所示的每个矩形代表一个相组。因为定子包括了 24 个线圈，每个组包括了 24/12＝2个连续线圈。

b. 每相的各组必须均匀地分布在定子上，图 13-22b 显示了 A 相的组分布，每个阴影的矩形代表两个串联连接的垂直线圈，产生两个图示的接线柱。注意两个连续组的机械距离总是对应着电相角 180°。

c. A 相的连续组必须有相对的磁极，因此，A 相的 4 个组串联连接而产生连续的 N-S-N-S 极（见图 13-22c）。A 相现在有两个接线柱，一个起始接线柱 A_1 和一个末端接线柱 A_2。

d. B 相和 C 相的相组以相同的方式排布于定子周围，但不同的是，B 相和 C 相的起始接线柱分别位于与 A 相的起始接线柱 A_1 相隔 120°和 240°（电角度）。

e. B 相和 C 相的各组和 A 相的各组连接方式相同（见图 13-22e），这样就产生了 6 个接线柱：A_1A_2，B_1B_2，C_1C_2。它们可能在电动机中成 Y 连接或者△连接。对应三相的 3 个接线端连到电动机的接线盒（见图 13-22f）。实际上，连接不是在线圈竖立时确定的，反而是当它们被嵌入槽里才完成的。

f. 因为极距占据了 24/4＝6 个槽，线圈节距可能被缩短为 5 个线圈（线圈 1 到线圈 6）。这样，A 相的第一个线圈被嵌在第 1 个和第 6 个槽里（见图 13-23）。所有其他的线圈和连接如图 13-22e 所示。

a）24个绕组两个一组组成12个组

b）选择在空间均匀分布的A相的4个相组

c）串联的A相的相组形成交替的N-S极

d）B相和C相分别起始于A相起始端的120°和240°

e）当所有相组连接后，只有剩下6个导线端

f）各相一般连接成Y或△联结，3个导线端从接线盒中引出

图 13-22 三相绕组的分布与连接

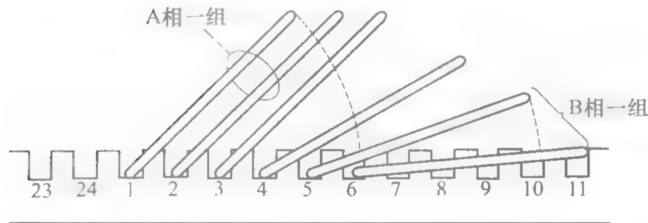
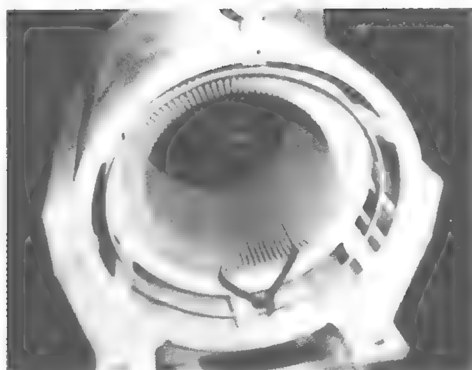


图 13-23 极距是从 1 槽到 7 槽，线圈距为从 1 槽到 6 槽

图 13-24a 和图 13-24b 为 450kW 感应电动机的线圈和定子，图 13-25 显示了绕一个 37.5kW 定子的步骤。



a）三相450kW，1180r/min，575V，60Hz的三相感应电动机的定子，叠绕组由108个极距为1槽到15槽的预成型绕组组成。一个线圈边放在槽的底部，另一边放在槽的顶部。转子直径：500mm；轴向长度：460mm（图片由Services Électromécaniques Roberge提供）



b）图13-24a中所示的预成型绕组

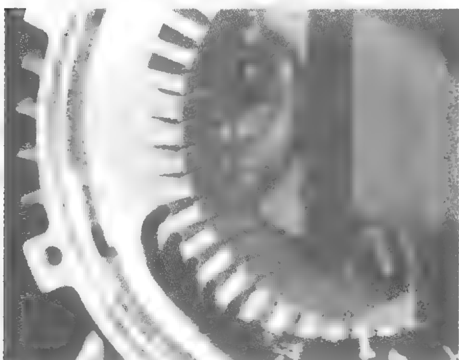
图 13-24 预成型绕组



a）每个线圈都有5匝由5根并列连接的15号铜线组成，导线包围着耐高温的聚酰亚胺绝缘体。5根15号并联导线相当于1根8号导线



b）一个线圈边假设嵌到1号槽，而另一条边嵌缝到12号槽．这样线圈节距为从1号到12号



c）每个线圈边都占据半个槽，并且都包上绝缘物以防止它碰到放在同一个槽里的第二个线圈边。从顶部开始，照片显示了3个空的且未加绝缘的槽、4个装有绝缘纸的空槽。其余的10个槽每个放有一个线圈边



d）切成三角形形状的涂漆绝缘布作为相邻相组间的绝缘

图 13-25 三相，50HP，575V，60Hz，1764r/min 感应电动机的定子绕组。定子 48 个槽中有 48 个成Y联结的线圈

（图片由 Services Électromécaniques Roberge 提供）

13.18 扇形电动机

一台同步转速为 1800r/min 的标准三相 4 极Y联结的电动机，如果将该电动机定子一分为二，那么一半绕组被移走，而只有两个完整的NS极被留下（每相）。接下来，把三相电动机按Y联结，而对之前线圈连接不做任何修改。最后，将原来的转子固定在上面所示的扇形定子上，留下一个小的气隙（见图 13-26）

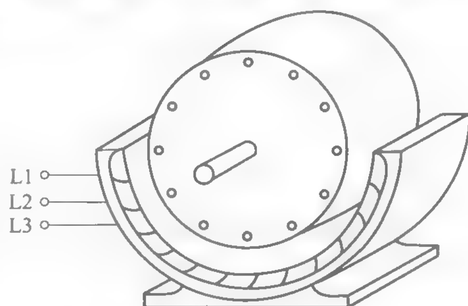


图 13-26 2 极扇形感应电动机

如果将定子末接线端连接到 60Hz 的三相电源，转子将会有以接近于 1800r/min 的速度旋转，为了防止饱和，电压必须减小到原来的一半，因为定子绕组仅仅只有原来绕组匝数的一半。在这些条件下，这个明显切除顶端的扇形电动机将会产生原来功率的 20%左右。

扇形电动机将会产生一个与原来三相电动机磁通相同速度旋转的磁场，但是磁场仅仅是从定子的一端连续变化到另一端，而不是旋转一整周。

13.19 直线感应电动机

显然可以将扇形定子摊平放置，而不会影响磁场的形状和速度。如此平放的定子会产生一个恒速直线运行的磁场，用图 13-5 所示原理，可以证明直线运行磁通的同步转速由下式给出：

$$v_s = 2wf \tag{13.10}$$

其中，v_s 代表直线同步转速（m/s）；w 代表一个极距的宽度（m）；f 代表频率（Hz）。

直线速度并不取决于极数而仅仅取决于极距，这样，只要拥有相同的极距，2 极直线定子产生和 6 极直线定子产生的磁场运行速度是相同的。

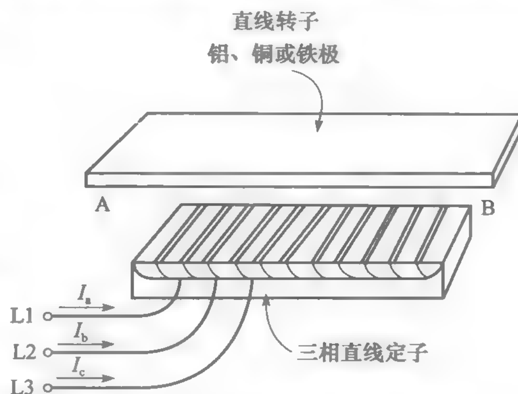


图 13-27 三相直线感应电动机的部件

如果一个扁平的笼型绕组接近扁平定子，移动磁场拖动转子跟着它运动（见图 13-2）。实际上，通常使用简单的铝板或铜板作为转子（见图 13-27），并且，为了增加功率和减小磁路的磁阻，可将两个扁平的定子安置在铝板的两边，这种结构被称为直线感应电动机，电动机的运动方向可以通过交换任意两定子引线。

在许多的应用场合，定子是移动的，而转子则是固定的，例如，在一些高速火车里，转子是由固定到地面上的厚铝板，并且可以延伸到整个轨迹的长度。直线定子固定在火车的底盘上，横跨着铝板，火车速度随着定子频率的改变而改变（见图 13-31）。

例 13-10 直线感应电动机的定子接入 75Hz 的电源，如果 A 相连续相组的距离是 300mm，计算磁场的直线速度。

解 极距为 300mm，因此，

$$v_s = 2wf = 2 \times 0.3 \times 75 = 45\text{m/s} \text{ 或 } 162\text{km/h}$$

13.20　行波

我们有时认为当磁通到达直线电动机定子的末端后，在它再次返回到开始处重新启动前会有一段延迟，但实际上并不如此。直线电动机会产生连续、平稳地从定子一端移到另一端的磁通行波图，图 13-28 显示了一个 2 极直线电动机的磁通如何从左到右移动。磁通在定子 A、B 相的末端中断，但是，只要 N 或 S 极在右边消失，它又会在左边建立。

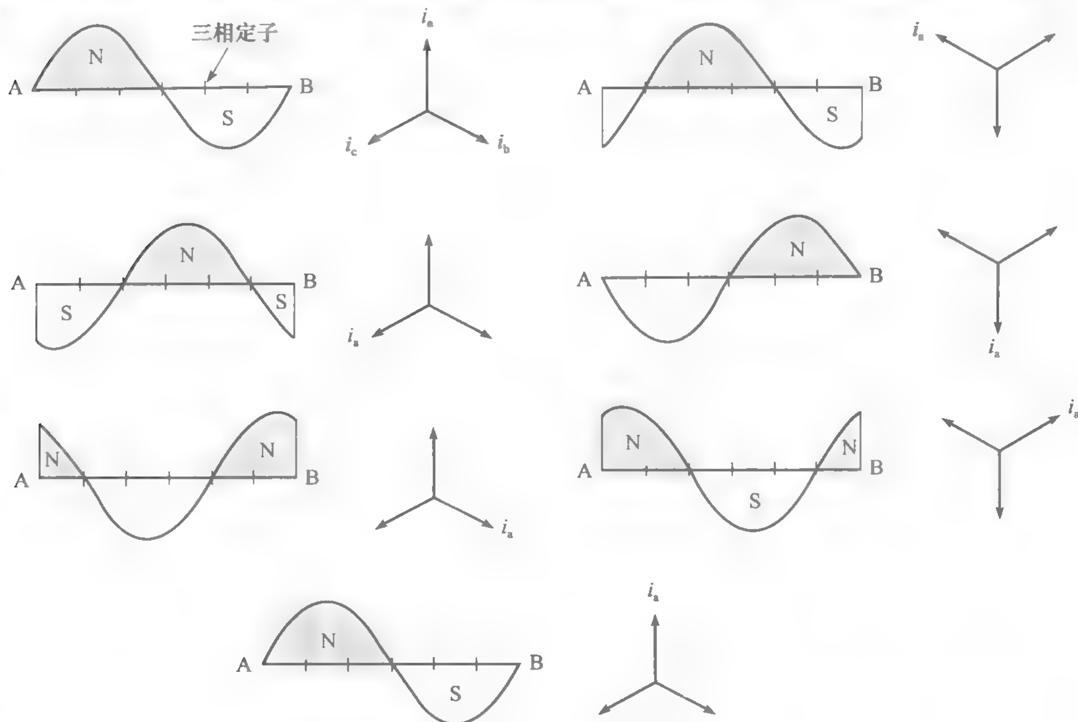


图 13-28　由 2 极三相直线定子产生的磁场的一个完整周期的形状．各图相隔 1/6 周期或 60°

13.21　直线感应电动机的特性

直线感应电动机的性质几乎和其他标准旋转电动机一样，因此，对于转差率，牵引力，功率等的公式也相似。

1. 转差率：转差率由下式定义

$$s = (v_s - v)/v_s \tag{13.11}$$

其中，s 代表转差率；v_s 代表直线同步转速（m/s）；v 代表转子的速度（或者定子）(m/s)。

2. 有功功率流：参照图 13-15 所示，除了定转子是扁平的，有功功率与其他旋转电动机同样的方式流入直线电动机。因此，式（13.6)、式（13.7）和式（13.8）适用于两种电动机：

$$\eta = P_L/P_e$$

$$P_{jr} = sP_r$$

$$P_m = (1-s)P_r$$

3. 牵引力：直线感应电动机产生的牵引力由下式给出：

$$F = P_r/v_s \tag{13.12}$$

其中，F 代表力（N)；P_r 代表传输给转子的功率（W)；v_s 代表直线同步转速（m/s)。

例 13-11 某工厂的一台桥式吊车水平方向由两个直线感应电动机驱动，其中电动机的转子由滚轮之上的两个I形钢梁组成。三相4极直线定子正对着I形钢梁安装，它的极距为8cm，并由变频电源来驱动。通过对电动机的检测，可以得到如下的数据。

定子频率：15Hz，传输到定子的功率：5kW，铜耗＋定子铁耗：1kW，起重机速度：1.8m/s。求：

a. 同步转速和转差率

b. 传输到转子的功率

c. 转子中的 I^2R 损耗

d. 机械功率和牵引力

解 a. 直线同步转速为：

$$v_s = 2wf = 2 \times 0.08 \times 15 = 2.4\text{m/s}$$

转差率为：

$$s = (v_s - v)/v_s = (2.4 - 1.8)/2.4 = 0.25$$

b. 传递到转子的功率为：

$$P_r = P_c - P_{js} - P_f = 5 - 1 = 4\text{kW}$$

c. 转子中的 I^2R 损耗为：

$$P_{jr} = sP_r = 0.25 \times 4 = 1\text{kW}$$

d. 机械功率为：

$$P_m = P_r - P_{jr} = 4 - 1 = 3\text{kW}$$

牵引力为：

$$F = P_r/v_s = 4000/2.4 = 1667\text{N} = 1.67\text{kN}(\sim 375\text{lb})$$

13.22 磁悬浮

在13.2节中介绍过一个移动的永磁体，横扫过一个导电的梯状导条，能够拖动梯状导条和永磁体一块运动。实际上水平的牵引力也伴随着倾向于将永磁体推离梯状导条的垂直力。

如图13-29所示，假设导体1、2、3是3个静止的导条，N极的中心正扫过导体2的上部。因为磁密在极的中心是最大的，所以在导体中感应的电压是最大的。如果磁体运动的非常缓慢，那么电流几乎同时到达最高值，这个电流，由导体1和3回流，产生如图13-29所示的磁极NNN和SSS。根据吸引和排斥定律，磁体的前半部分被向上排斥而后半部分被向下吸引。因为NNN和SSS极的分布关于磁体中心对称，所以吸力和斥力的垂直分力相等，产生的垂直分力为0. 因此，只有水平吸引力。

假设磁极高速运动，由于电感作用，导体2中的电流滞后电压到达最高值。因此，当导体2中的电流到达最高值时，磁体的中心已经在导体之前的一段距离了（见图13-30）。由导体1和导体3回流的电流也产生极NNN和SSS极，但是磁体的N极现在正好在NNN极的上方，这产生一个强大的将磁体往上拉的垂直力。这种效应叫做磁悬浮原理。

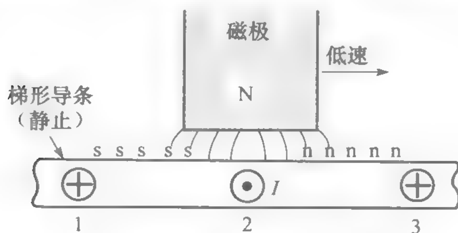


图 13-29 低速时的电流和磁极

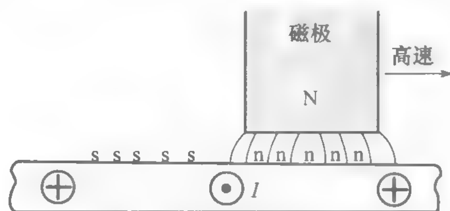


图 13-30 高速时的电流和磁极

磁悬浮通常用于滑行于磁垫上而不是导轨上的超高速火车上，火车下边安装的一个强

大的电磁体在导电导轨上运行，导轨上会感应出电流。悬浮力总是伴随着一个小的水平制动力，这个力会由驱动火车的直线电动机克服掉。参照图 13-31 和图 13-32。

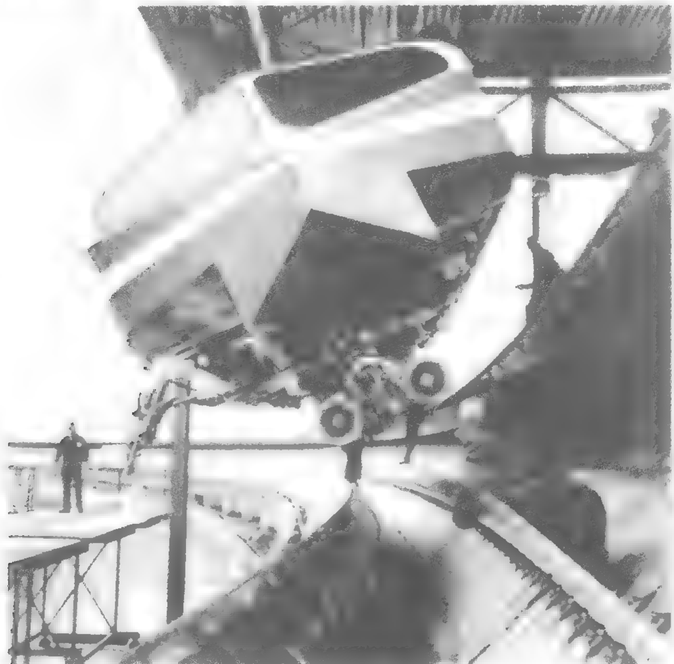


图 13-31 该 17 吨的火车由直线电动机驱动，电动机由一个固定的转子和一个固定在底架上的扁平的定子组成的。转子是安置在车轨中央的垂直铝板。3 吨重的定子由 4.7MV・A 的 DC-AC 逆变器供电，其频率可以从 0 变化到 105Hz。电动机最大可以产生 35kN 的牵引力，最高时速可达 200km。通过碳刷组与 6 个安装在车轨左边的固定 DC 汇流排的连接，将 4kV 的直流电源馈到逆变器。

电磁悬浮是通过超导电磁体产生的，磁体长 1300mm，宽 600mm，深 400mm，重 500kg。磁体的线圈通过强迫的液体氦流动维持在 4K 温度下，电流密度为 $80A/mm^2$，并且由此产生的磁通密度为 3T。垂直方向的排斥力最大能够获得 60kN，根据电流的不同，磁体和金属导轨的垂直距离为 100mm～300mm

（图片由 Siemens 提供）

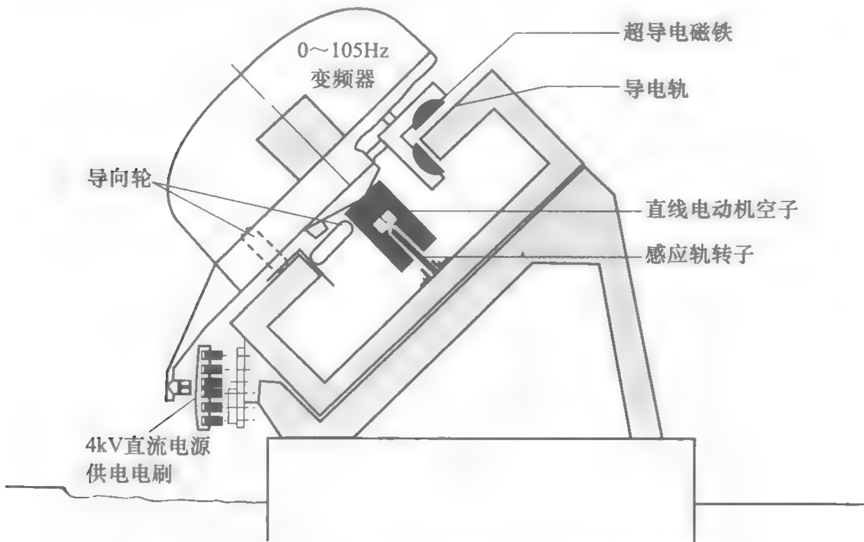


图 13-32 图 13-31 所示的高速列车主要部件的截面图

（图片由 Siemens 提供）

双馈感应电机

绕线式转子感应电动机的定子与转子可分别接到不同频率的电源，这被称为双馈电机。该电机可用作电动机，用来驱动需变速的泵类负载；也可作为变速发电机用在风力发电上。下面介绍这些特殊电机的原理及特性。

13.23 双馈绕线式电动机（调速）

为研究双馈电动机，先回顾13.16节介绍的3相绕线式转子电动机，通常该电动机的定子接至频率为60Hz或50Hz的交流电源，转子通过集电环接到电阻上。而双馈电动机的转子接到交流电源上，图13-33所示接到14Hz的交流电源。下面分析双馈电动机在上述条件时的运行情况。

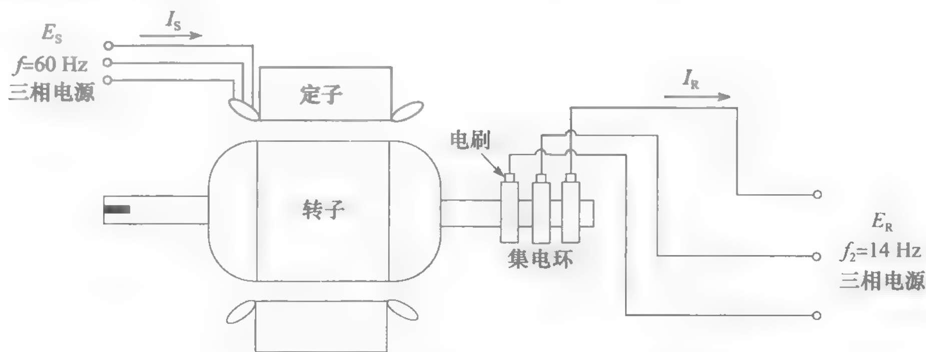


图 13-33 连到三相电源的双馈绕线式转子感应电动机

假定3相，4极电机的定子接60Hz的交流电源，其产生的旋转磁场的同步转速为：$n_s=120f/p=120\times60/4=1800$r/min，顺时针方向。由于电动机转子连到14Hz的交流电源，其旋转磁场的转速为$n_2=120\times14/4=420$r/min，假定旋转磁场相对转子是顺时针方向旋转。

为了使定子的N极对准转子的S极，在电动机外部观察，定、转子磁场的转速应相同，即转子磁场相对定子的转速为1800r/min，顺时针方向。为满足此条件，转子的旋转应为顺时针，转速为$1800-420=1380$r/min。如转子以任何其他转速旋转，转子磁极将会滑过定子磁极，电动机的平均转矩为零，电动机将停转。

由上可见，只有转速为1380r/min时，电机才能作为电动机运行，称为亚同步转速运行。交换接到集电环的任意2根线，会使转子产生的磁场相对应转子以逆时针方向旋转。在此条件下，只有在转子以顺时针，速度为$1800+420=2220$r/min旋转时，定子的N极才能对准转子的S极。电动机此时的运行状态称为超同步运行。

由上例可知，电动机运行的两种速度分别为：

$$n=\frac{120}{p}(f+f_2) \tag{13.13a}$$

或

$$n=\frac{120}{p}(f-f_2) \tag{13.13b}$$

其中，n为电动机转速（r/min）；f为定子频率（Hz）；f_2为转子频率（Hz）；p为级数。

给定频率f_2，电动机转速取决于加到转子的三相电的相序，反相序对应超同步转速，即式（13.13a），而正相序则对应亚同步转速，即式（13.13b）。

双馈电机转子连接电阻时各部分的功率流如图 13-34 所示：

1. 三相电源向定子提供功率 P_e。

2. 扣除定子铜耗 P_{js} 与铁耗 P_f 后，向转子传送有功功率 P_r。

3. 由于存在转差率 s，在转子上有损耗 sP_r，该损耗等于转子本身的铜耗（P_{jr}）和外接电阻 R 上的损耗（P_{jR}）之和。

4. P_r 与 sP_r 之差转换成机械功率 $P_m=(1-s)P_r$ 传送到电机转轴上。

5. 机械功率 P_m 扣除风阻、摩擦损耗后传送到负载上的功率为 P_L。

6. 转差率 s 与定子频率 f 及转子频率 f_2 间的关系为 $s=f_2/f$。

7. 机械功率 P_m 与定子频率 f 及转子频率 f_2 间的关系为 $P_m=(1-f_2/f)P_r$。在转子绕组上消耗掉的有功功率分为两部分，P_{jr} 和 P_{jR}，两者之和总是等于 $(f_2/f)P_r$。

8. 电动机产生的转矩如下式表示

$$T_m = 9.55P_r/n_s$$

根据上述内容，现在可以分析处在亚同步及超同步运行状态下的双馈电动机的工作情况。

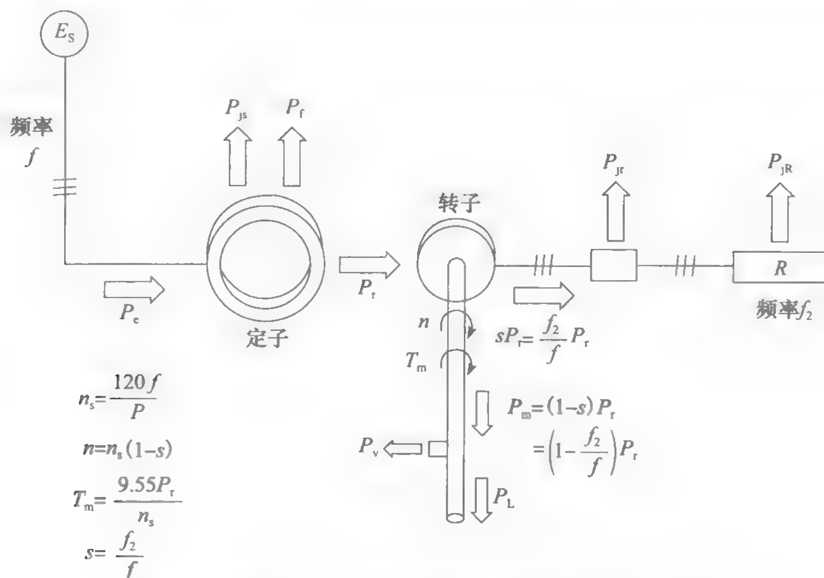


图 13-34 绕线式转子感应电动机外接电阻 R 时的功率流

13.24 双馈绕线式转子电动机（亚同步状态时的功率关系）

当绕线式电动机的转子绕组连到频率为 f_2 的电源 E_R 上，电动机的转差率即 $s=f_2/f$，因此电动机的转速也确定了。此时，电动机是同步电动机的一种特例。继续应用图 13-34 表示的绕线式电动机的功率关系，如图 13-35 所示，传递到转轴的功率为：

$$P_m = (1 - f_2/f)P_r \tag{13.14}$$

传递到电动机转子的电功率仍为（f_2/f）P_r，其中的一部分功率 P_{jr} 在转子电阻中消耗掉了，余下的功率 P_{er} 回馈到电源 E_R。

值得注意的是电动机产生的转矩仍是

$$T_m = 9.55P_r/n_s$$

式中，n_s 为定子磁场的同步转速。

13.25 双馈绕线式转子电动机（超同步状态时的功率关系）

当电源 E_R 的相序反向后，电动机以超同步转速运行，转子电路中的功率流反向，其

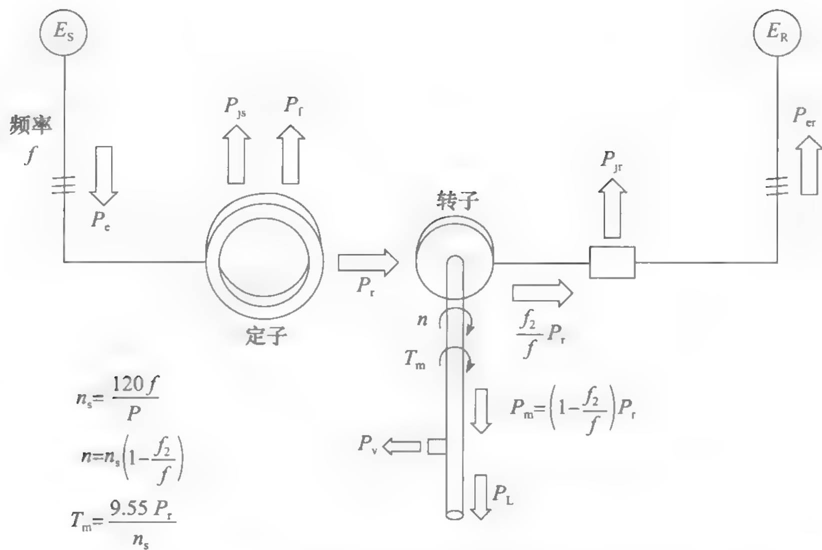


图 13-35 双馈绕线式转子感应电动机亚同步运行时的功率流

数量关系不变（见图 13-36）。电源 E_R 提供的有功功率（f_2/f）P_r 流入转子，机械功率 P_m 为：

$$P_m=(1+f_2/f)P_r$$

转矩 T_m 仍为：

$$T_m=9.55P_r/n_s$$

有时将双馈绕线式转子感应电动机用来驱动需调速的负载，如泵类负载（见图 14-17）。

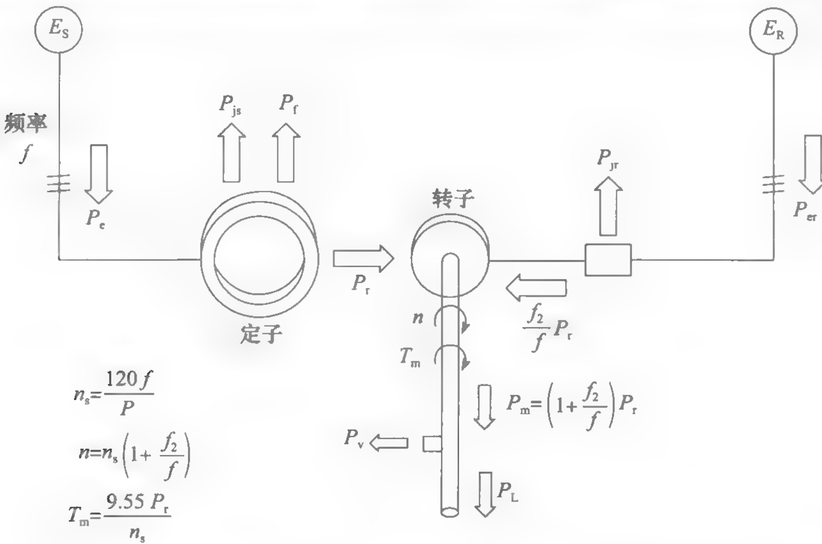


图 13-36 双馈绕线式转子感应电动机超同步运行时的功率流

13.26 双馈绕线式转子发电机

上面介绍的双馈感应电机也可以作为发电机运行。只要将转矩加到电机转轴，使电机转速趋向超过亚同步速或超同步速，转子极会稍超过定子极，但电机的转速不变。在上述条件下，电机中的功率流改变，如图 13-37 和图 13-38 所示。图 13-37 为发电机以亚同步

方式运行，图 13-38 为发电机以超同步方式运行。通过改变频率 f_2 及 E_R 的相序，可以使发电机由亚同步运行变化到超同步运行。

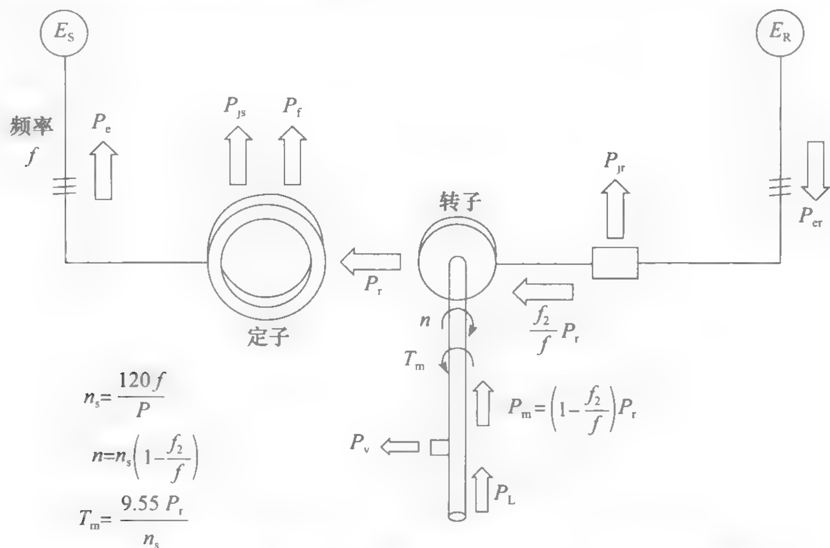


图 13-37　双馈绕线式转子感应发电机亚同步运行时的功率流

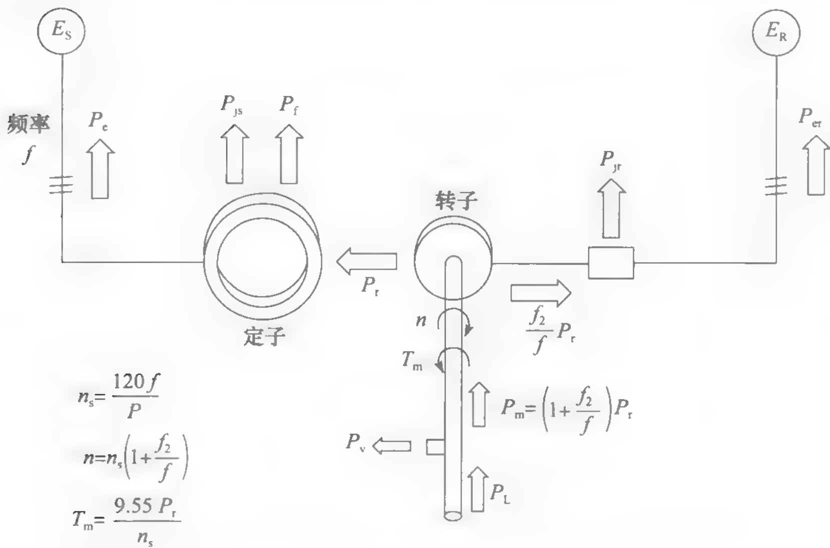


图 13-38　双馈绕线式转子感应发电机超同步运行时的功率流

下例介绍了风力发电机中双馈发电机亚同步运行时的功率流图。双馈电机的任何运行方式都可以按此分析。通过调节 E_R 的幅值和相位，可以使输到电网的 P_e 的功率因数为 1。

例 13-12 一台三相、6 极双馈发电机的额定功率为 800kW。电机定子接到 60Hz 的电源，转子与变频器相连，频率为 24Hz。电机运行在亚同步方式，风力机产生的功率为 500hp，风力机通过升速齿轮箱是与发电机转轴相连。

下面为该电机的其他信息（参考图 13-39）：

齿轮箱及其他摩擦损耗　　$P_v=11\text{kW}$

转子 I^2R 损耗　　$P_{jr}=3\text{kW}$

定子 I^2R 损耗	$P_{js}=12\text{kW}$
转子铁耗	$P_f=7\text{kW}$
变频器损耗	$P_c=7\text{kW}$

求：

a. 电机的亚同步速（r/min）；

b. 传递到转子上的机械功率 P_m(kW)；

c. 由转子传送到定子的电磁功率 P_r(kW)；

d. 加到转子上的机械转矩 T_m(kN·m)；

e. 传送到转子绕组上的电功率 P_{er}(kW)；

f. 变频器从 60Hz 电网处吸收的电功率 P_2(kW)；

g. 定子传递到 60Hz 电网的电功率 P_e(kW)；

h. 风力机的效率 P_1/P_L(%)。

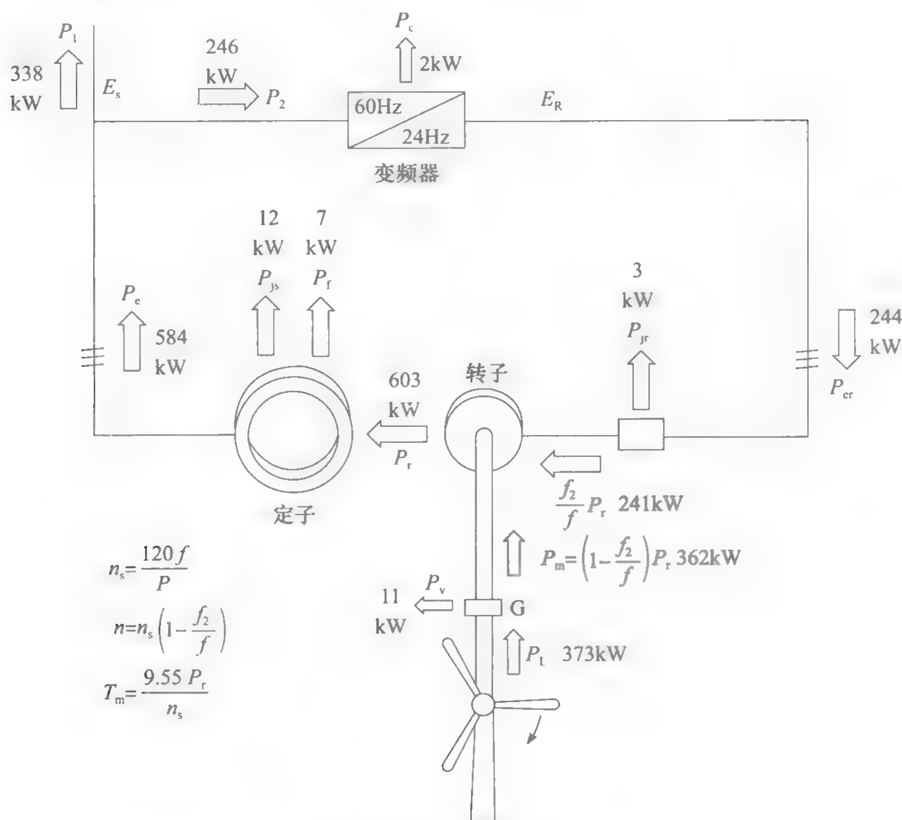


图 13-39　例 13-12 图

解　a. 亚同步转速为：

$$n=\frac{120}{p}(f-f_2)=\frac{120}{6}(60-24)=720\text{r/min}$$

b. 风力机传递给齿轮箱的机械功率

$$P_L=500\text{hp}=50\times746\text{W}=373\text{kW}$$

齿轮箱损耗 $P_v=11\text{kW}$，则传递到转子的机械功率为：

$$P_m=P_L-P_v=373-11=362\text{kW}$$

c. 由下式可计算 P_r

$$P_m = \left(1-\frac{f_2}{f}\right)P_r$$

$$362 = \left(1-\frac{24}{60}\right)P_r$$

$$362 = 0.6P_r$$

$$P_r = \frac{262}{0.6} = 603\text{kW}$$

可见，该功率大于风力机产生的功率。

d. 同步转速为 $n_s = 120f/p = 120\times60/6 = 1200\text{r/min}$

$$T_m = \frac{9.55P_r}{n_s} = \frac{9.55\times 603\,000}{1200} = 4.8\text{kN}\cdot\text{m}$$

e. 传送到转子的电功率 $=\left(\frac{f_2}{f}\right)P_r = \frac{24}{60}\times 603\text{kW} = 241\text{kW}$

f. 转子中的铜耗为 $P_{jr} = 3\text{kW}$，由式(13.39)，$P_{er} = 241+3 = 244\text{kW}$。输到变频器上的功率 P_2 为：

$$P_2 = P_{er} + P_c = 244 + 2 = 246\text{kW}$$

g. 定子传送到电网的功率为

$$P_e = P_r - P_{js} - P_f = 603 - 12 - 7 = 584\text{kW}$$

可发现传送到 60Hz 电网上的功率 P_e 比风力机传递过来的功率 P_L 大，其原因是：当发电机超同步运行时，转子既吸取轴上的机械功率，又从 24Hz 的变流器上获取电功率。

h. 输到电网上的净功率为：

$$P_1 = P_e - P_2 = 584 - 246 = 373\text{kW}$$

风力机产生的功率：$P_L = 373\text{kW}$

风力发电机组的效率 $= P_1/P_L = 338\text{kW}/373\text{kW} = 0.906 = 90.6\%$

除了双馈感应风力发电机外，还有其他风力发电方法在使用。在第 24 章中，将介绍这些方法。图 13-40 是重要的海上风电场的一个例子。



图 13-40 丹麦的一个海上风电场，由 20 台 2MW 风机组成，总容量为 40MW

习题

初级

13-1 列出感应电动机的主要部件。

13-2 说明三相感应电动机的旋转磁场是如何产生的。

13-3 如将感应电动机定子极数加倍，电动机的同步速加倍吗？

13 4 感应电动机定子加全压时，转子不能堵转。试分析原因。

13 5 为何感应电动机转子转速比旋转磁场慢？

13 7 你认为用 50hp 的电动机驱动 10hp 的负载合理吗？

13-8 给出绕线式感应电动机相对笼型感应电动机的 2 点优点。

13-9 感应电动机转子上产生的电压与频率随着转子转速上升而下降。解析原因。

13-10 一台三相，20 极感应电动机与 600V，60Hz 电源相连。求：

a. 同步转速；

b. 如电压降到 300V，同步转速会变吗？

c. 相组数。

13-11 说明直线感应电动机工作原理。

13-12 计算 150hp，575V，三相感应电动机的起动电流、满载电流、空载电流的近似值。

13-13 画出三相，12 极感应电动机产生的磁场图。

13-14 如何改变三相感应电动机的转向？

中级

13-15 a. 计算电源频率为 60Hz 时，三相，12 极感应电动机的同步转速。

b. 满载时，转差率为 6%，电动机的额定转速为多少？

13-16 一台三相，6 极感应电动机连到 60Hz 电源。电动机堵转时，转子导条上感应电势为 4V。如电动机转向与旋转磁场相同，计算下列转速时导条上感应电势及其频率。

a. 300r/min；

b. 1000r/min；

c. 1500r/min。

13-17 a. 计算 75kW，4000V，三相，900r/min，60Hz 感应电动机的起动电流、满载电流、空载电流的近似值。

b. 如转差率为 2%，计算额定速度、额定转矩。

13-18 一台三相，75hp，440V 感应电动机的满载效率为 91%，功率因数为 83%。计算每相额定电流。

13-19 当电动机堵转时，一台绕线式感应电动机集电环间的开路电压为 240V。电动机定子为 6 极，接到 60Hz 电源。如转子被一台调速直流电动机驱动，如电动机的转速如下时，计算集电环间的开路电压及频率。

a. 600r/min，与旋转磁场同向；

b. 900r/min，与旋转磁场同向；

c. 3600r/min，与旋转磁场反向。

13-20 a. 参考图 13-7，计算 150°时，I_a、I_b 及 I_c 的瞬时值。

b. 确定此时三相电流的实际方向，计算绕组中的感应电动势。

13-21 某三相迭绕组电机的定子有 72 个槽，电源频率 60Hz 时，同步转速为 900r/min。计算每相组线圈数、可能的线圈节距。依据图 13-22中的步骤（a）～（f），画出完整的线圈连接图。

13-22 图 13-25 所示的三相，4 极电动机定子的内径为 250mm，轴线长度为 200mm。如每极最大磁通密度为 0.7T，计算：

a. 当电动机接 60Hz 电源时，旋转磁场的圆周速度（m/s）；

b. 转子导条中感应电动势峰值；

c. 线圈节距。

13-23 某大型三相，4000V，60Hz，笼型感应电动机满载运行时，电流为 385A，吸收的功率为 2344kW，测得速度为 709.2r/min。定子绕组为Y联结，两定子端间的电阻为 0.10Ω，总铁耗为 23.4kW，风阻及摩擦损耗为 12kW。计算：

a. 满载功率因数；

b. 提供给电动机的有功功率；

c. 转子中的总铜耗；

d. 负载功率（kW）、转矩（kN·m）、效率。

13-24 如增加感应电动机转子电阻，以下各量中会有哪些变化（增加或减少）？

a. 起动转矩；

b. 起动电流；

c. 满载速度；

d. 效率；

e. 功率因数；

f. 额定功率时的电动机温升。

13-25 介绍磁悬浮的工作原理。

高级

13-26 图 13-5a 中的永磁体宽度为 100mm，以 30m/s 速度运动。气隙磁通密度为 0.5T，每根转子导条有效电阻为 1mΩ。计算电流 I 及牵引力。

13-27 如用 20N 的力拉图 13-5a 中梯形导体，磁体上受到多大的制动力？

13-28 一台三相，5000hp，6000V，60Hz，12 极绕线式感应电动机以 594r/min 速度旋转，在额定负载时，转子的近似铜耗是多少？

13-29 图 13-28 中的电动机有以下数据：

1. 17℃时，定子端的直流电阻为 0.112Ω；
2. 17℃ 时，转子集电环间的直流电阻为 0.0073Ω；
3. 堵转时，集电环间的开路电压为 1600V；
4. 定子线电压为 6000V；
5. 每相空载电流为 100A；
6. 提供给电机的有功功率为 91kW；
7. 风阻及摩擦损耗为 51kW；
8. 定子铁耗为 39kW；
9. 电压 6000V 时的堵转电流为 1800A；
10. 堵转时定子有功功率为 2207kW。

求：

a. 电动机绕组Y联结，75℃时，定子每相

电阻和转子每相电阻；

b. 电动机以 200r/min、594r/min 速度旋转时，转子电压、频率；

c. 空载时，电动机为产生旋转磁场而吸收的无功功率；

d. 电动机空载运行（绕组温度 75℃）时，定子铜耗；

e. 空载时，转子有功功率。

13-30　题 13-29 中的电动机，在全压、堵转条件下，计算：

a. 电动机吸收的无功功率；

b. 定子铜耗；

c. 提供给转子的有功功率；

d. 输出机械功率；

e. 转子产生的转矩。

13-31　题 13-29 中的电动机，转子回路串电阻调速。如在 450r/min 转速时产生 20kN·m 的转矩。计算：

a. 集电环间的电压；

b. 转子每相电阻、转子总损耗；

c. 每相转子电流。

13-32　图 13-31 所示列车在电动机定子频率为 105Hz 时，以 200km/h 的速度运行。忽略转差，计算该直线电动机极距长度。

13-33　一台三相，300kW，2300V，60Hz，1780r/min 的感应电动机用来驱动压缩机。电动机的满载效率为 92%，满载功率因数为 86%。电动机满载运行时，端电压上升到 2760V，下列各量有何变化（增加或减少）？

a. 电动机输出的机械功率；

b. 电动机转矩；

c. 旋转速度；

d. 满载电流；

e. 功率因数和效率；

f. 起动转矩；

g. 起动电流；

h. 最大转矩；

i. 电动机温升；

j. 每极磁通；

k. 励磁电流；

l. 铁耗。

13-34　一台三相，60Hz 直线感应电动机需在空载时达到最大速度 12m/s，并产生静推力 10kN。计算所需的极距、电动机静止时转子上的最小铜耗。

工程应用

13-35　一台三相，10hp，575V，60Hz，1160r/min 的感应电动机，其转子由铝制成，与图 13-3a 中的转子相似。其转子端环在机床中加工出散热片等结构，使端环变薄。这对以下量有何影响？

a. 电动机的满载速度；

b. 起动转矩；

c. 满载时的温升。

13-36　一台三相，600hp，575V，60Hz，1160r/min 感应电动机的定子有 90 个槽，其内径为 20 英寸，轴向长度为 16 英寸。求：

a. 定子上的线圈数；

b. 每相线圈数；

c. 每组线圈数；

d. 线圈节距；

e. 极面积；

f. 平均磁通密度为 0.54T 时的每极磁通。

13-37　一台 25hp，575V，1183r/min，三相，60Hz 绕线式感应电动机，静止时，在转子出线端产生 320V 电压。已知电刷压降为 0.6V，估算电动机的空载速度。

13-38　一台三相，60hp，60Hz，1760r/min 感应电动机的转子有 117 根导条，直径为 11 英寸。当电动机满载运行时，计算每根导条上平均受力。

13-39　某 2 极绕线式电动机定子接三相，50Hz 电源，其转子接三相，11Hz 电源。电动机的转速是多少？如电动机低速运行，11Hz 电源会吸收（或输出）有功功率吗？

13-40　某双馈感应发电机超同步速运行，发电机转子会从其连接的电源上吸收（或输出）有功功率吗？

13-41　某 4 极双馈感应电动机定子连到三相，60Hz 电源，测出电动机的转速为 2367r/min，电动机吸收的有功功率为 460kW。计算：

a. 转子所连电源的频率；

b. 电动机产生的机械功率。

第14章 三相感应电机的选择和应用

14.0 引言

三相感应电机可以作为电动机或者发电机运行。

当为一种特定的应用而购买一台三相感应电机时，经常会发现好几种型号都可以满足这个需求。因此，我们必须做出选择，这种选择通常可以简化。因为车床、风扇、泵等设备的制造厂商了解哪种电机最适合驱动负载。然而，了解一些不同种类的市场上用到的电机的基本结构和特性是有用的。

这一章将会介绍一些具体的感应电机应用，例如，异步发电机和变频器等。通过这些设备可以使读者更好的从整体上了解感应式电机。

14.1 感应电动机的标准和分类

所有500hp以下的工业电动机的外形结构都有标准化的尺寸，因此，一台某一厂商生产的25hp、1725r/min、60Hz的电动机，可以被另外一个厂商的产品所替换，而不需要改变安装孔、轴高、联轴器类型。这种标准化不仅涵盖了外形结构的大小，还确定了如电气、机械和温度等特性的极限值。因此，电动机必须满足起始转矩、堵转电流、过载容量、温升等需求。

14.2 基于环境和冷却方法的分类

电动机根据它们工作的环境而分为不同的种类。现将讨论限制在5种重要的分类上。

1. 防滴式电动机

防滴式电动机的外壳保护电机绕组不受滴水或固体物以竖直方向0～15°范围内下落而造成的损害。这些电动机通过直接装在转子上的电扇来降温。冷空气从外壳上的通风孔进入电机，气流经过绕组后排出。最大的可能温升（可通过绕组的阻抗改变来测量）可以是60℃、80℃、105℃、125℃，这取决于绕组的绝缘类型。防滴式电动机可以在绝大多数的情况下使用（如图14-1所示）。



图14-1 节能防滴式三相笼型电动机，230V/460V，3hp，1750r/min，60Hz

（图片由Gould提供）

2. 防溅式电动机

防溅式电动机的外壳保护电机绕组不受滴水或固体物以竖直方向 0～100°范围内下落而造成的损害。其冷却方式跟防滴式电机相似，最高温升也相同。该类电动机主要用于潮湿的场合。

3. 全封闭自冷式电动机

全封闭自冷式电动机有封闭的结构，电动机机壳内外的空气不能自由交换。此类是为非常潮湿和多灰尘的地方设计的。因为散除大容量电机里面的热量是困难的，所以其功率大多数是 10kW 以下。电动机的损耗主要是通过外壳的自然对流和辐射来消除的。其允许的温升是 65℃、85℃、110℃、130℃，这取决于绝缘类型（如图 14-2 所示）。

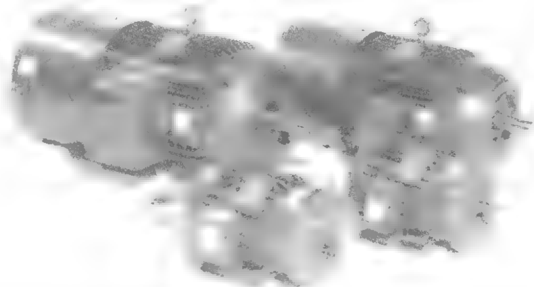


图 14-2 上图中前方是 2 个不通风全密闭的 2hp、1725r/min 的笼型电动机，后方是 2 个 30hp、1780r/min的全封闭风扇冷却式 3 相式电机。这些 3 相、460V 的电动机是转速电机，转速区间可低至几转每分，高至额定转速的 3 倍

2hp 的电动机的满载电流是 2.9A，效率是 84%，功率因数是 76%。其他参数：空转电流：1.7A，堵转电流：26A，堵转转矩：4.2pu，最大转矩：5.0pu，运行率：1.0，总重量：39kg，含轴总长度：377mm，总高度：235mm

30hp 的电机的满载电流是 34A，效率是 93%，功率因数是 84%。其他参数：空转电流：12A，堵转电流：214A，堵转转矩：1.6pu，最大转矩：2.84pu，运行率：1.0，总重量：200kg，含轴总长度：834mm，总高度：365mm

（图片由 Baldor Electric 公司提供）

4. 全封闭风冷式电动机

全封闭的中等和大功率电机通常情况下是通过外部空气来冷却的。一个外部的风扇直接连在轴上，向有散热筋的电机外壳吹风（如图 14-3 所示）。风扇外部防护罩避免了与风扇的物理性接触，并且疏导了空气流。其允许温升与防滴式电动机相同。

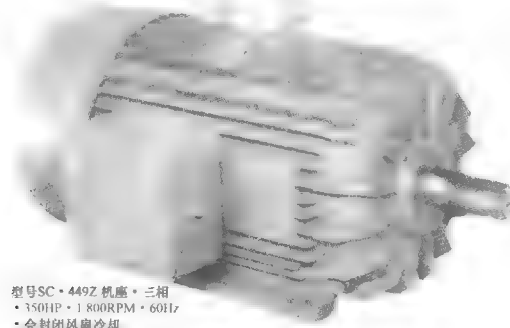


图 14-3 全封闭扇冷式电动机，350hp，1760r/min，440V，3 相，60Hz

（图片由 Gould 提供）

5. 防爆式电动机

防爆式电动机用于易燃性或者易爆性的环境中，如煤矿、炼油厂和粮仓。它们是全封闭的（但不是真空的），外壳能承受由于电动机内部爆炸而产生的巨大压力。此外，该类电动

机端承口的凸缘相当长，以便冷却自爆产生的溢出气体。这些爆炸可能是通过绕组中的火花或者小电流引起的。该类电机的允许温升与全封闭式电动机相同（如图 14-4 所示）。

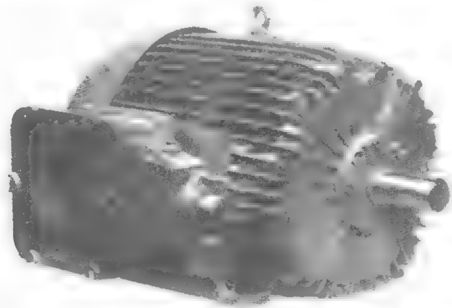


图 14-4 全封闭扇冷式防爆电动机，注意它特殊的坚固结构
（图片由 Brook Crompton-Parkinson Ltd 提供）

14.3 基于电气和机械特性的分类

除了刚才提到的各种外壳，三相鼠笼电动机有以下特殊的电气和机械特性：

1. 标准堵转转矩电动机（NEMA B 型）

大多数感应式电动机属于这种类型。堵转转矩标幺值随着电机尺寸的增加而减少，因此，当功率从 20hp 增加到 200hp（15kw 到 150kw）时，该值从 1.3 减少到 0.7。相应的堵转电流不能超过满载电流的 6.4 倍。这种通用电机用于驱动电扇、离心泵、机床等。

2. 高起动转矩电动机（NEMA C 型）

这种电动机被用于当负载起动转矩比较大的场合，如需在负载下起动的泵和活塞式压缩器。电机容量范围为 20hp 到 200hp，堵转转矩是额定转转矩的 200%，即标幺值为 2，此时堵转电流不能超过满载电流的 6.4 倍。

通常情况下，这些电动机的转子为双笼转子（如图 14-5 所示），双笼转子的优点取决于如下因素：

a. 转子电流频率随电机转速增加而减小。

b. 接近于转子表面导条（鼠笼 1）的感抗比铁心内部导条（鼠笼 2）的感抗更低。

c. 鼠笼 1 导条比鼠笼 2 导条要小。

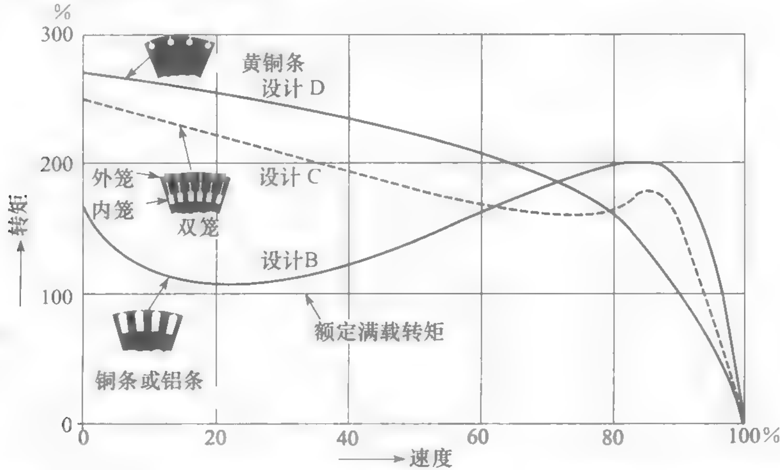


图 14-5 NEMA B、C、D 型电动机的典型转矩-转速特性，各曲线给出了各型三相鼠笼式转子感应电动机（10hp，60Hz，1800r/min）的堵转转矩、起动转矩、临界转矩数值。各型电机的转子槽型如该图所示

当电动机接入电源，且转子保持堵转时，转子电流频率与电源频率相同。由于鼠笼 2 的高电抗，转子电流主要流经截面积较小的鼠笼 1 导条，鼠笼 1 导条的电阻较大，则电机转子电阻与鼠笼 1 导条的电阻相当。因此，起动转矩就比较大。

当电动机加速时，转子频率便下降，从而使两个鼠笼绕组的感抗减少。在额定速度下，转子频率非常低（通常 1Hz），此时两个绕组的电抗都非常小，可忽略。此时转子电流就主要由两个并联的鼠笼电阻决定。由于鼠笼 2 导条截面要比鼠笼 1 大的多，故在额定转速下的有效转子电阻要比堵转状态时低得多。因此，双笼转子能产生较大的起动转矩，且满载运行时的转差较小。

C 型电动机的起动转矩较高，但不适用起动高惯性的负载，其原因是：转子起动过程产生的大多数 I^2R 损耗是集中在鼠笼 1 导条上。由于该导条的截面很小，它很可能会由于过热而导致导条熔化。

3. 高转差电动机（NEMA D 型）

高转差 D 型电动机额定运行时，其转速在同步转速的 85%到 95%的范围内。该类电动机通常用来起动高惯性负载（比如离心干燥机），它们会需要很长时间才能达到额定转速。高阻抗的鼠笼是用黄铜制成的，电动机通常以间歇性负载来设计以防止过热。

负载增加而速度降低的特性对驱动冲击型机床是比较理想的。当冲床工作时，通过离合器将飞轮锁死，导致冲头下降从而在金属板上冲孔。

冲床冲孔需要大量的能量，有时甚至超过 1000hp。原因在于冲击能量分布在很短的时间内。这些能量是由飞轮，而不是电机本身提供的。当冲床工作时，飞轮的速度迅速下降，在短时间内释放大量动能。电机的速度也会随着飞轮速度的下降而相应的下降。而 D 型电机保证了低速时线路产生的电流不会超过其额定值。

当冲孔完成后，电动机上的负载仅为飞轮，其速度便又会逐步提升。在它加速的过程中，电动机将能量传递给飞轮，为其重新储存由于冲孔时失去的能量。一台高容量电机会很快的完成加速，保证冲孔过程的快速重复性进行。另一方面，如果重复的频率较低，小容量电机也能胜任此工作，只不过需要更多的时间来为飞轮加速。

转矩-速度曲线如图 14-5 所示，可以根据它来对 NEMA、B、C、D 型电机进行比较。图中给出了电机转子结构形式，可以看到，在改变转子设计时，其特性会明显变得不同。举例来说，当转子阻值增大时（比如以黄铜替代铜或铝），堵转转矩也增大，而额定转速下的转矩会降低。

14.4　电动机转速的选择

电动机转速的选择是受限的，因为感应电动机的同步转速由极数和频率决定的。比如说，要使常规感应电机既有很高的效率又能工作在指定的转速上（如 60Hz 时 2000r/min）是不可能的，这种电机是 2 极机，同步转速为 3600r/min。其转差率＝(3600－2000)/3600＝0.444，即 44.4%的功率被转化为了热能（参见 13.13 节）。

电动机的转速是由它所要驱动的负载的速度来决定。然而，对低速负载而言，通常使用高速电机和一个变速箱来替代采用低速电机。使用变速箱有很多的好处：

1. 输出功率一定时，高速电机的体积及成本都要小于低速电机，它的效率和功率因数也更高。

2. 高速电机的堵转转矩比相应功率的低速电机更高。

表 14-1 比较了两种 10hp、三相、60Hz，全密闭扇冷式感应电动机的在不同的同步转速下的特性。当负载以 900r/min 以下的速度运行时，从价格上来看，可使用高速电动机配变速箱来驱动负载。

表 14-1 不同速度的两种电动机的比较

功率		同步速	功率因数	效率	堵转转矩	质量	价格（2004）
hp	kW	r/min	%	%	%	kg	U. S. $
10	7.5	3600	89	90	150	50	715
10	7.5	900	75	85	125	170	2300

当设备需要在非常低的转速下运行时，比如说，100r/min 或更低，那么就必须采用变速箱了。齿轮是电机的一个组成部分，共同构成一个整体（如图 14-6 所示）。

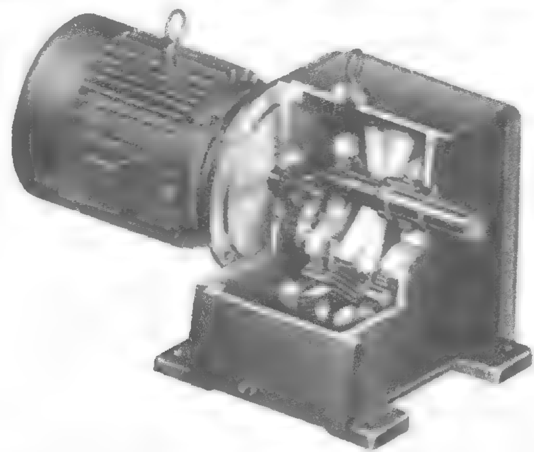


图 14-6 配有齿轮箱的电动机，2.25kW，1740r/min，60Hz；转速 125r/min 时，输出转矩为 172N·m

（图片由 Reliance Electric 提供）

当设备要运行在 3600r/min 以上时，变速箱同样也是必需的。比如说，使用额定转速为 3560r/min 的感应电动机驱动一个 1200hp，5000r/min 的离心压缩机。

14.5 双速电动机

笼型感应电动机的定子可以采用某种特殊的设计，以使电机能够运行在两个不同的转速上。这类电动机常被用在钻孔压力机、鼓风机和泵上。一种可以取得两种转速的方法是在定子上绕两个分立的绕组，比方说，4 极和 6 极的绕组。电动机运行时，每次只有一个绕组处于工作状态，所以槽中只有一半的铜得到了有效利用。

为了解决此问题，出现了单绕组变极电机，只需要简单的改变定子外部连接即可改变转速。电动机同步转速往往是满足 2∶1 关系（3600/1800r/min，1200/500r/min 等）。其较低的转速是由中间磁极产生的。

举例来说，图 14-7a 所示的是 2 极、三相电动机的其中某一相，当两个极串联，由 60Hz 交流电源供电，电流 I_1 流入节点 1，电流 $I_2(=I_1)$ 流出节点 2，从而产生了 1 个 N 极与 1 个 S 极，磁通如图所示。其同步转速为：

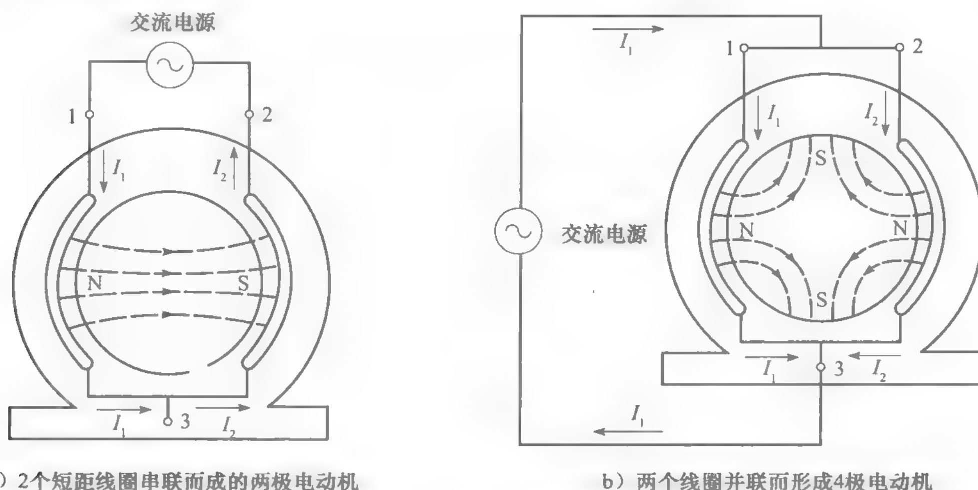
$$n_s = 120f/p = 120 \times 60/2 = 3600\text{r/min}$$

注意，每个极仅覆盖了定子周长的四分之一而不是通常情况下的一半，这通过使线圈的极距为 0.5 来实现。

将两个极并联连接，如图 14-7b 所示。在这种情况下，电流 I_1 流入节点 1，同时，电流 I_2 流入节点 2。因此，绕组产生了 2 个 N 极。

由于每个 N 极必须伴随着一个 S 极产生，这便导致了两个 S 极出现在两个 N 极之间。

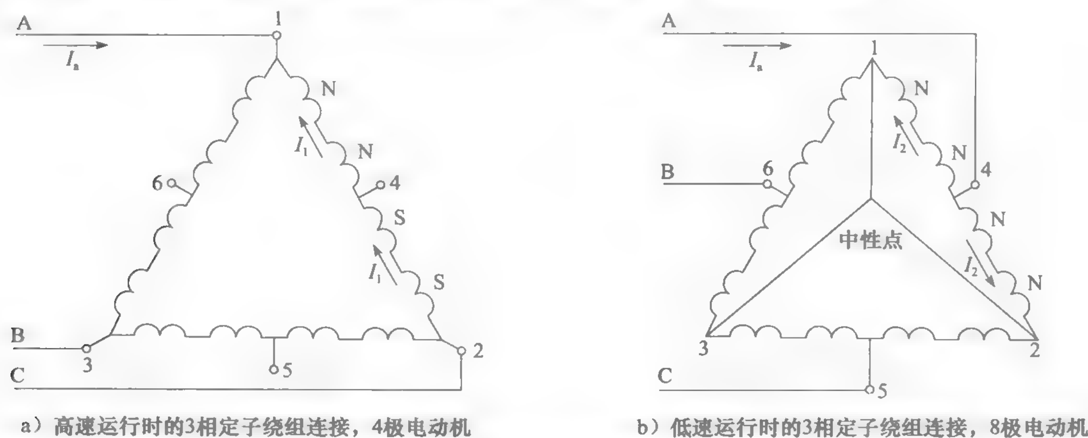
这种巧妙的方式所产生的 S 极即被称作中间极。这种新的联结总共产生了 4 个极，其同步转速为 1800r/min。因此，可以通过改变定子的联结方式来将极数加倍。基于这种理论，建立了双速电机。



a）2个短距线圈串联而成的两极电动机　　b）两个线圈并联而形成4极电动机

图 14-7　变极电动机原理图

图 14-8 为一台双速，4/8 极的 3 相电动机，绕组中引出 6 个标号为 1-6 的接线头。对于高速联结而言，电能输入节点 1-2-3，节点 4-5-6 空置。这样的三角形联结产生了每相 4 极，各有两个 N 极和 S 极（如图 14-8a 所示）。此时的 4 个极是串联的。



a）高速运行时的3相定子绕组连接，4极电动机　　b）低速运行时的3相定子绕组连接，8极电动机

图 14-8　变极电动机的绕组连接图

通过短接 1-2-3 节点形成低速联结，电能输入到 4-5-6 节点。因此产生的双 Y 连接构成了每相 4 极，但这时它们具有相同的极性（如图 14-8b 所示）。

双速电动机与单速电动机相比，其效率和功率因数要低一些。双速电机可以被设计产生（在每种速度下）相同的能量，相同的转矩或不同的转矩，这取决于需驱动的负载。

目前而言，双速电动机的极比值是 2∶1，如果该电动机用来驱动风扇，则速度上的变化过大。这是因为电扇的功率是与速度的立方成正比的，也就是说，当速度降低一半时，功率仅为原来的八分之一，大多数情况下这实在是太低了。

为克服这一困难，某些三相电动机的绕组设计为具有较低的极比值，比如 8/10、14/16、26/28、10/14 和 38/46。这些极调幅（PAM）电机，对于驱动双速风扇而言是极其有用的。PAM 电动机通过简单的调整绕组连接来实现低速，从而使输入电扇的功率下降。

14.6 不同负载下的感应电动机特性

图 14-5 中展示的完整的转矩转速曲线是非常重要的，应该注意到，在转矩从零到额定转矩变化范围内，电动机运行速度基本上接近同步转速。在这样的条件下，转矩转速曲线近似于一条直线（如图 14-9所示）。此线的斜率主要由转子的阻抗决定，转子的阻抗越低，斜线的斜率越陡。

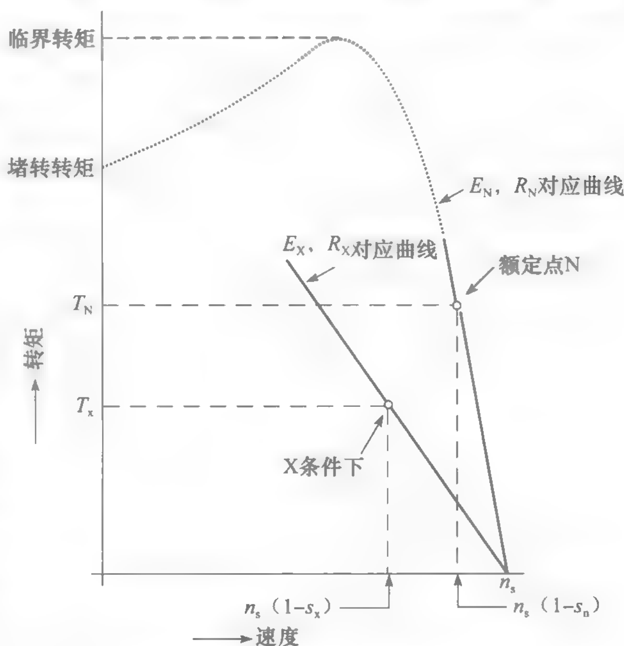


图 14-9 空载到额定负载区间，转矩-转速特性基本上是一直线

额定频率时，转差率 s，转矩 T_n，线电压 E，转子电阻 R 的关系可由下式表示：

$$s = kTR/E^2 \tag{14.1}$$

式中，k 是由电动机结构决定的常数。

通过这个描述，可建立一个简单的公式，从而表示线电压和转子电阻是怎样影响电动机在负载下的特性的。事实上，只要确定在某一给定负载下一台电机的特性，即可预测该电动机在其他负载条件下的速度、转矩、功率等参数。这些值可由下面的公式表示：

$$s_x = s_n\left[\frac{T_x}{T_n}\right]\left[\frac{R_x}{R_n}\right]\left[\frac{E_n}{E_x}\right]^2 \tag{14.2}$$

式中，n 是初始或给定负载情况下的下标（给定对应电动机的额外值）；x 是新的负载条件下的下标；s 是转差率；T 是转矩（N·m）；R 是转子电阻（Ω）；E 是定子电压（V）。

在应用这一公式时，唯一的限制是新的转矩 T_x 不能大于 $T_n(E_x/E_n)^2$。在这样的情况下，式（14.2）给出的结果误差不超过 5%，足以胜任大多数的实际问题。

例 14-1 一台三相 208V 的感应电动机的同步转速为 1200r/min，运行在 1140r/min，连接在 215V 电源，驱动恒定转矩的负载。计算电压升高至 240V 时的转速。

解 215V 时的转差率为：

$$s = (n_s - n)/n_s = (1200 - 1140)/1200 = 0.05$$

当电压升为 240V 时，负载转矩和转子阻值保持不变。因而，由式（14.2）可知：

$$s_x = s_n(E_n/E_x)^2 = 0.05(215/240)^2 = 0.04$$

因此上，其速度转差为：

$$0.04 \times 1200 = 48\text{r/min}$$

240V 下的速度即为：

$$n_x = 1200 - 48 = 1152\text{r/min}$$ ◀

例 14-2 一台三相，8 极感应电动机驱动一个压缩机时，当电动机刚与 460V、60Hz 的电源连接时，运行速度为 873r/min，其初始转子温度为 23℃。当电动机工作几个小时后，其速度变为 864r/min。

试计算：

a. 热转子阻值与冷转子阻值之比；

b. 若转子的导条是由铜制成的，其近似温度。

解 a. 同步速度为：

$$n_s = 120f/p = 120 \times 60/8 = 900\text{r/min}$$

起始及终止转差率为：

$$s_n = (900 - 873)/900 = 0.03$$
$$s_x = (900 - 864)/900 = 0.04$$

电压与转矩值是固定的，因此上，速度变化完全是由转子阻值变化引起的，从而有：

$$s_x = s_n(R_x/R_n)$$
$$0.04 = 0.03(R_x/R_n)$$
$$R_x = 1.33R_n$$

热态下转子阻值比冷态下要高出 33%

b. 热态转子温度为：

$$t_2 = \frac{R_2}{R_1}(234 + T_1) - 234 = 1.33(234 + 23) - 234 = 108℃$$ ◀

例 14-3 一台三相，4 极绕线式转子感应电动机的参数为 110kW、1760r/min、2.3kV、60Hz。三个阻值为 2Ω 的外部电阻以 Y 联结通过集电环接到转子绕组上。在上述条件下，电动机在 1000r/min 时产生了 300N·m 的转矩。

a. 计算转矩为 400N·m 时的速度；

b. 计算电动机在 200r/min 下产生 10kW 功率的外部电阻阻值。

解 a. 给定条件为：

$$T_n = 300\text{N} \cdot \text{m}$$
$$s_n = (1800 - 1000)/1800 = 0.444$$

在其他条件给定的情况下，为产生 400N·m 的转矩，需

$$s_x = s_n(T_x/T_n) = 0.444(400/300) = 0.592$$

速度转差为：

$$0.592 \times 1800 = 1066\text{r/min}$$

因此，电动机速度为：

$$n = 1800 - 1066 = 734\text{r/min}$$

b. 对应在 200r/min、10kW 时的转矩为：

$$T_x = 9.55P/n = 9.55 \times 10\,000/200 = 478\text{N} \cdot \text{m}$$

额定转矩为：

$$T_{rated} = 9.55P/n = 9.55 \times 110\,000/1760 = 597\text{N} \cdot \text{m}$$

由于 T_x 要比 T_{rated} 小，可应用式 (14.2)，转差为：

$$s_x = (1800 - 200)/1800 = 0.89$$

从而有：

$$s_x = s_n(T_x/T_n)(R_x/R_n)$$
$$0.89 = 0.44(478/300)(R_x/2)$$

即

$$R_x = 2.5\Omega$$

由此可见，转子线路上的 2.5Ω 的Y联结电阻可以保证电动机在 200r/min 输出功率为 10kW。 ◀

14.7 感应电动机的起动

高惯性负载会对感应电动机构成损伤，因为它会延长电动机的起动时间。起动过程中转子和定子的起动电流是很大的，所以过热成为了一个主要的问题。对数千马力的电动机而言，延长起动时间甚至可能使工厂配电线过载。线电压会降低到正常数值以下长达几秒钟，进而影响到线路上的其他负载。为解决这一问题，感应电动机往往以低电压起动，降低了由电机吸收的能量，从而减少了线路上的压降以及绕组上的温度上升速度。低电压起动会增加起动时间，但这往往并不重要。然而，无论起动时间是长是短，以下的规则对于没有机械负载的电机是重要的。

规则 1 电动机起动周期（从 0 速到额定速度）转子产生的热量等于电机旋转部件的动能。

对于电动机的任意定子电压以及转矩-速度曲线而言，这条规则都是适用的。因此，如果一个电动机带动了一个比较重的飞轮，且最终储存飞轮的动能是 5000J，那么转子就要产生5000J的热能。考虑到转子的体积以及其冷却系统的限制，这么大的能量很容易导致过热。

14.8 感应电动机的反接制动

在某些工业应用上，需要对电动机及其负载进行急停。这可以通过交换定子的两个引线来完成，这样旋转磁场会突然反向。在反接制动过程中，电机的作用相当于一个刹车。

它会吸收还在旋转的部件的动能，致使速度下降。相关的机械能 P_m 会完全转换为转子的动能。但转子会继续从定子处吸收电磁能 P_r，这部分能量依旧转换为热能（如图 14-10 所示）。因此，反接制动所产生的转子热损耗甚至会比转子堵转时还高。电动机不应经常性的反接制动，因为转子过高的温度会损坏转子导条或使定子绕组过热。从这个角度而言，对于一台没有机械负载的电动机的反接制动操作的规则是值得牢记的：

规则 2 反接制动期间（从原始速度到 0 速）转子产生的热量是旋转部件动能的 3 倍。

例 14-4 一台 100kW，60Hz，1175r/min 的电动机通过变速箱与飞轮相连接。电机运行在额定速度时，所有旋转部件的动能是 300kJ。这个电动机被反接制动停止并最终反向加速至额定速度。假设飞轮是唯一的负载，计算此过程中的能量损失。

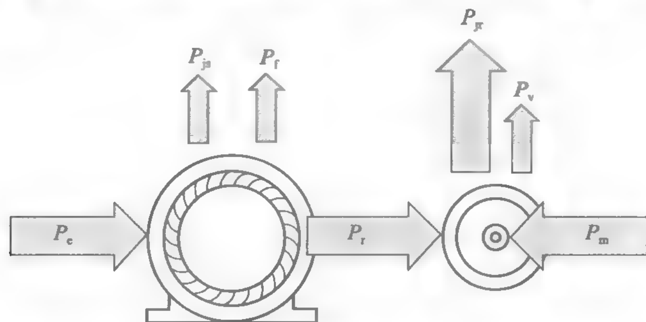


图 14-10 三相感应电动机反接制动时，转子铜耗非常大

解 反接制动期间，电机速度从 1175r/min 降至 0，转子的热能损耗为 300kJ×3＝900kJ。此后，电动机被反向加速至 1175r/min。此过程中的能量损耗为 300kJ。通过这样的方向反向，转子从开始到结束的总热损耗为 900＋300＝1200kJ。 ◀

14.9 能耗制动

一台电机及其高惯性负载可以通过在定子绕组中流通直流电的方式来进行急停。任意两个定子端点可以被连到直流电源。

直流电会在定子中产生固定的 N 极与 S 极。产生的极数与电动机正常运行产生的极数相同。这样，无论电机的端点是怎样与直流电源连接，一台三相、4 极感应电机会产生 4 个直流极。

当转子扫过固定磁场时，转子的导条中产生交流电势。该电势会产生交流电流，且其相应的热损耗会耗去旋转部件的储存动能。当所有的动能都转化为转子的热能时，电机最终会停下来。

使用能耗制动的好处是其热损耗大大小于反接制动。事实上，转子的热能仅仅与旋转部件的储存动能相等而已，而不会是它的三倍。消耗转子中的能量与直流电流的幅值无关。然而，较小的直流电流会导致较长的制动时间。直流电流可以是电机的额定电流的 2 到 3 倍。只要定子不会产生太多的热量，甚至可以用更大的电流。制动转矩与制动电流的平方成正比。

例 14-5　一台 50hp、1760r/min、440V 的三相感应电动机驱动一个惯量为 25kg・m² 的负载。两定子端间的直流电阻为 0.32Ω，电机的额定电流是 32A。如想通过连接一个 24V 的电池到端点的方法来制动这个电机。试计算：

a. 定子的直流电流；

b. 转子的能量损耗；

c. 假设需 4 分钟完成制动，其平均制动转矩。

解　a. 直流电流

$$I = E/R = 24/0.32 = 75\text{A}$$

这个电流会比额定电流大一些，但由于制动时间比较短，转子不会过热。

b. 转子与负载在 1760r/min 下的动能为：

$$E_k = 5.48 \times 10^{-3} Jn^2 = 5.48 \times 10^{-3} \times 25 \times 1760^2 = 424\text{kJ}$$

因此，制动过程中，转子吸收了 424kJ。

c. 平均制动转矩可用下面的公式来计算：

$$\Delta n = 9.55 T \Delta t / J$$

$$1760 = 9.55 T \times (4 \times 60)/25$$

$$T = 19.2\text{N} \cdot \text{m}$$

◀

14.10　异常情况

电动机异常运行可能会是内部问题（定子绕组短路、轴承过热等）或者外部问题引起。外部问题可能是由以下因素导致的：

1. 机械过载；
2. 供应电压改变；
3. 单相；
4. 频率改变。

下面来分析这些问题的本质。

根据国家标准，电动机应运行在标准电压的±10%范围内，以及标准频率的±5%范围内。若是电压与频率两者均在变化，两者变化百分比在总量上不应超过 10%。所有的电机均设计在海拔 1000m 以内运行的。在更高的海拔上，温度可能会超出限制，因为空气稀薄会导致冷却能力下降。

14.11　机械过载

尽管标准感应电机可以在短期内工作于二倍于它的额定功率的状态，但不应使其长时

间工作在它的额定能力之上。过载会导致过热，这可能会破坏绝缘性并且减少电机的工作寿命。在实际应用中，由过载导致的过热会使起动箱的继电器动作，从而在电机的温度太高之前使电机停转。

一些防滴式电机可在过载15%的情况下连续工作，电机铭牌会标出过载能力为1.15。其允许温升会比正常负载下工作时高出10℃。

在紧急情况下，只要提供必要的外部通风，防滴式电动机可以带动125%的负载工作。但这并不适合在较长的时间段中使用，因为即使外部结构冷却下来，其内部绕组仍是过热的。

14.12 线电压改变

线电压改变会改变电机的转矩-速度曲线。事实上，任何速度下的转矩都是与电压的平方成正比的。因此，当定子电压下降10%时，每个速度下的转矩都会下降近乎20%。线电压下降往往会在起动过程中产生，这是由线路上较大的起动电流导致的。作为低电压的后果是起动转矩往往会比它的额定值要小的多。

另一方面，如果当电机运行时线电压过高，每个极的通量都会高于正常值。对一个满负载运行的电机而言，这会增大其铁耗和磁化电流，带来的后果是温度上升以及功率因数降低。

如果三相电压不平衡，则会导致三线电流的一系列不平衡。这种情况会加大定子及转子损耗，导致更高的温度。3.5%的电压不平衡会导致温度升高15℃。当相与相之间的线电压差距在2%以上时，应引起足够的重视。

14.13 单相

如果三相中某个相的线路开路，或者三相电动机工作时某个熔丝熔断，电机会成为一台单相电动机来运行。保留下来的两个线路产生的电流会近乎翻倍，电动机会开始过热。保护电动机的热继电器最终会动作，使电动机与线路断开连接。

当三相电动机运行在单相状态时，转矩-速度曲线会受到严重的影响。最大转矩会下降到其本来值的40%，而起动转矩则为0。因此，当某相开路时，满载的三相电动机会突然停转。此时堵转电流是正常三相堵转电流的90%。这么大的电流足以使热继电器动作或者使熔丝熔断。

图14-11显示出了三相电动机在正常工作及工作在单相时的转矩-速度曲线。注意，在转矩达到单相最大转矩之前，两条曲线几乎完全重合。

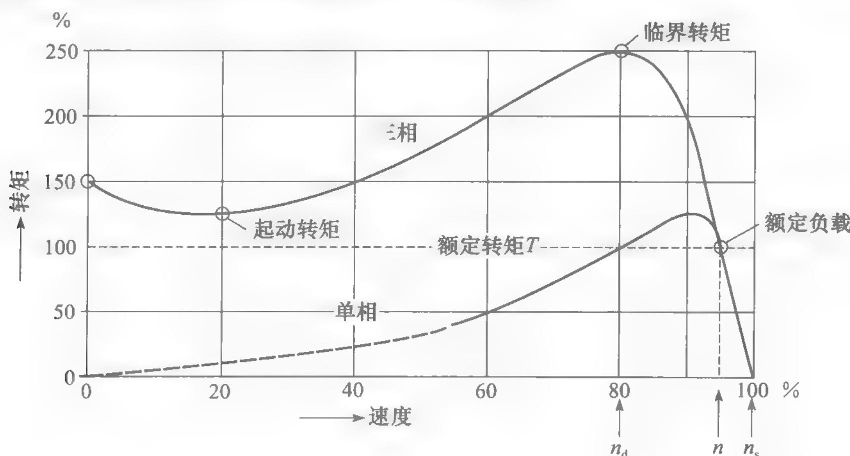


图14-11 三相笼型电动机在正常工作及工作在单相时的转矩-速度曲线

14.14 频率变化

除非是有严重的干扰，大型分布式系统中不会发生频率变化的情况。然而，在用柴油机或燃气轮机驱动的独立系统中，频率可能会有很大的区别。医院的紧急供电系统，船上的电气系统，伐木场使用的发电机等，都是这类的例子。

频率改变的最重要的情况是电机速度的相应改变：若是频率下降了 5%，则电机速度也下降 5%。

从频率是 50Hz 的国家进口而来的机械工具和其他的电动机驱动设备，在应用于 60Hz 上的系统时可能遇到问题。这些设备都会比正常情况下运转的快出 20%，而这在一些设备中是不被允许的。在这样的情况下，我们或者使用齿轮将电动机速度降下来，或者使用一个昂贵的 50Hz 辅助电源。

50Hz 的电动机可以在 60Hz 的线路上很好地运行，但其端点电压应上升至铭牌额定值的 6/5（或 120%）。新的最大转矩与原来的终止最大转矩值相同，且其起动转矩只会有轻微地降低。功率因数、效率和温升都能保持在令人满意的范围内。

60Hz 的电动机也能在 50Hz 的线路上运行，但其端点电压应下降至铭牌额定值的 5/6（或 83%）。其最大转矩与起动转矩都保持不变，且功率因数、效率和温升都保持在令人满意的范围内。

14.15 感应电动机作为发电机使用

电气列车上的笼型感应电动机直接与车轮相连，当火车爬升山坡时，电动机会运行得比同步速度稍慢，产生一个足以克服摩擦及重力的转矩。在山顶，水平的地面上，重力不再构成阻力，只需要克服轨道及空气的摩擦力。此时电机运行在轻负载下，非常接近同步速度。

那么当火车下坡的时候会发生什么呢？重力会使火车加速，并且由于电机与轮子相连接，其转速将高于同步速度。但是当这种情况发生时，电动机会产生一个反向的转矩来对抗速度的提升。这个转矩发挥着与车闸同样的作用。可是，除了作为热能耗散，机械制动能又以电能的方式返回了三相线。于是，一台速度比同步速度快的感应电机便起到了发电机的作用。它将接收到的机械能转化为了电能，并返回三相电路中。这样的电机被称为异步发电机。

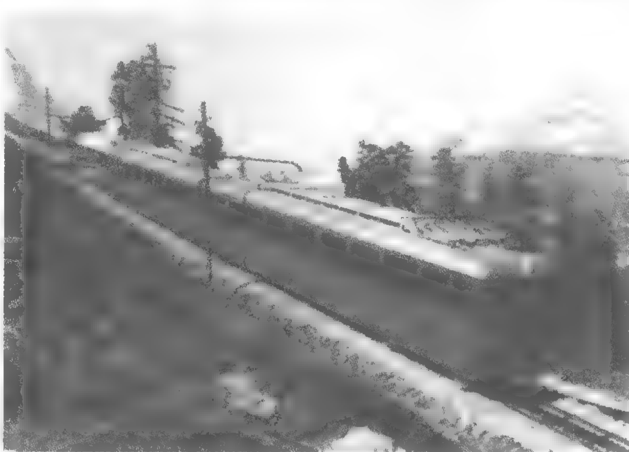


图 14-12 在 Zermatt（1604m）与 Gormergrat（3089m）间往返运行的电气列车。其驱动电机为 78kW，1470r/m，700V，50Hz 的 3 相绕线感应电动机，空中的两根导线为 A、B 相，铁轨为 C 相（图片由 ABB 提供）

尽管不在三相线上的感应电机很少被用来驱动火车（如图 14-12 所示），在工业上有一些应用会导致电机运行在比同步速度快的情况下。比方说，在起重机的下落周期中，电动机从机械负载中获得的能量，并返回到电源中。

可以用将常规的笼型电动机连接到三相线并与汽油机相连的方法来制作一台异步发电机（如图 14-13 所示）。当发电机的速度高于同步速度时，电动机便成为发电机，将有功功率 P 传递到与之相连的电气系统。同时，电机会吸收无功功率 Q 以产生其电磁场。这个能量只能来自交流

线路，无功功率 Q 与有功功率 P 的流向相反（如图 14-13 所示）。

传递到线路的有功功率与高于同步速度的转差成正比。因此，较高的发动机速度会产生更高的电能输出。而额定输出往往是在较小的转差下得出的，通常小于 3%。

无功功率可以由一组连接到电机端点上的电容器来提供。这样可以在不用外部三相电源的情况下供应三相负载（如图 14-14 所示）。产生的频率比相应的旋转磁场要略低。因此，一台以 2400r/min 速度驱动的 4 极电机产生的频率要略低于 $f=pn/120=4\times2400/120=80\text{Hz}$。

发电机的端点电压随电容上升，但其幅值被铁心饱和所限制。如果电容值不足，则发电机电压难以建立。电容器所提供的无功功率至少要与电动机工作状态时电机正常吸收的无功相同。

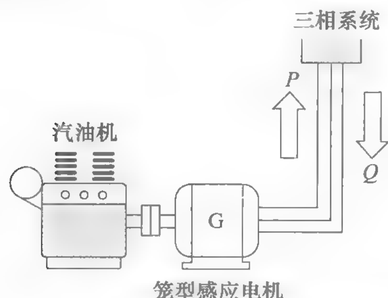


图 14-13 连到 3 相电源线的由汽油机驱动的异步发电机，其中 P 与 Q 的流向相反

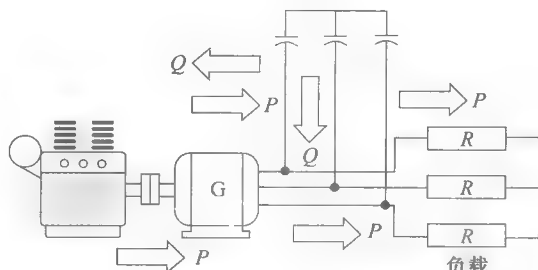


图 14-14 异步发电机的无功由电容器提供，这样发电机就可脱离 3 相电源运行

例 14-6 希望使用一台 40hp、1760r/min、440V 的三相笼型感应电动机作为异步发电机。电机的额定电流是 41A，满载功率因数是 84%。

a. 计算三角形联结的电容器每相所需的电容值。

b. 原动机应以怎样的速度运行来发出 60Hz 的电流？

解 作为电动机运行时由电机的视在功率是：

$$S=\sqrt{3}EI=1.73\times440\times41=31.2\text{kV}\cdot\text{A}$$

相应的有功功率为：

$$P=S\cos\theta=31.2\times0.84=26.2\text{kW}$$

相应的无功功率为：

$$Q=\sqrt{S^2-P^2}=\sqrt{31.2^2-26.2^2}=17\text{kvar}$$

当电机作为异步发电机运行时，电容器组至少要提供每相 17/3=5.7kvar。由于电容器是三角形联结的，每相电压是 440V。相应的，每相的电容电流是：

$$I_C=Q/E=5700/440=13\text{A}$$

每相的电容阻抗是：

$$X_C=E/I=440/13=34\Omega$$

每相的电容值至少是：

$$C=1/2\pi fX_C=1/(2\pi\times60\times34)=78\mu\text{F}$$

发电系统的联结如图 14-15 所示，如负载也吸收无功功率，电容的容量需增加。

b. 原动机必须运行在比同步速度略高的速度上。转差通常与电机作为电动机运行时的满载转差相等。因此有：

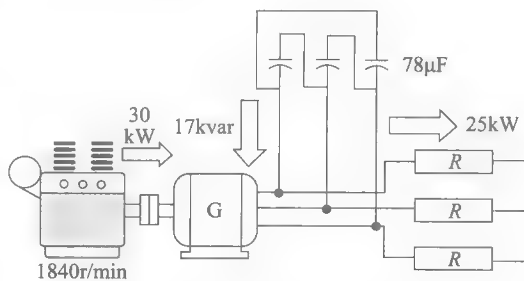


图 14-15 例 14-6 图

$$\text{ship} = 1800 - 1760 = 40\text{r/min}$$

因此，电机的运行速度应与以下速度相近：

$$n = 1800 + 40 = 1840\text{r/min}$$ ◀

14.16　感应电机的完整转矩-速度特性

三相笼型感应电动机同时还可以作为发电机和制动装置来使用。如图 14-16 中所示的转矩-速度曲线那样，这三种运行模式——电动、发电和制动彼此相关。这条曲线，与相邻的能量流图一起说明了三相笼型感应电机的整体特性。

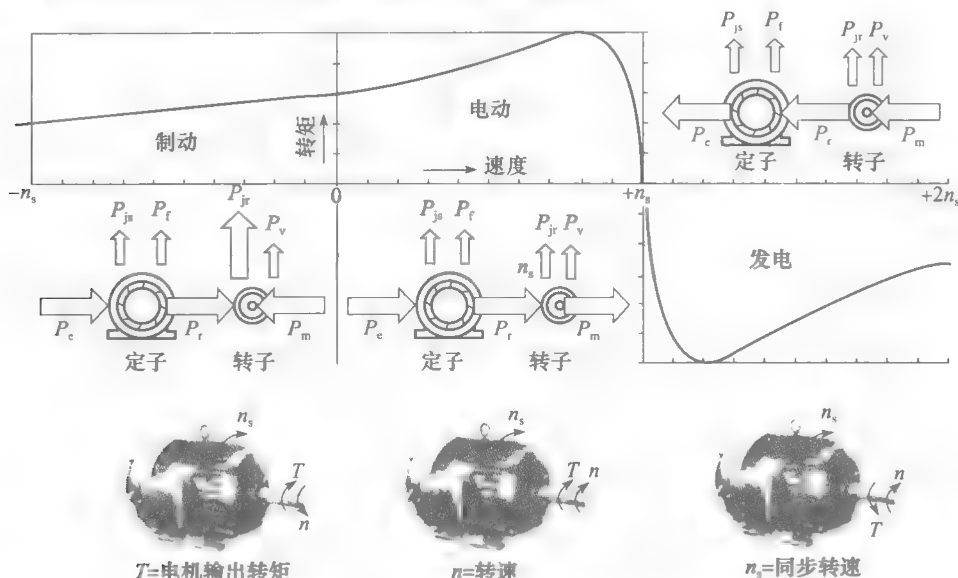


图 14-16　3 相感应电机完整的转矩-转速特性

当转轴与旋转磁场以同一方向旋转时，感应电机工作在电动或发电模式。但要工作在发电机模式，转轴应转得比同步速度要快。类似的，工作在电动机模式时，转轴应转得比同步速度慢。

工作在制动状态时，转轴转向应与旋转磁场相反。

14.17　绕线式转子感应电动机特性

由于笼型感应电动机是工业上最常用的电机，前面已讨论了该电机电动、发电及制动运行时的相关特性。绕线式转子感应电动机有其特殊性能，使其在某些特殊工业领域上得到应用，比如：

1. 带动高惯性负载的起动；
2. 变速驱动；
3. 频率转换。

下面介绍这些应用。

14.18　高惯性负载的起动

当一个负载被感应电机加速时，转子耗散的能量与负载获得的动能在数值上相等。这也意味着高惯性负载会导致转子上的高能量耗散，从而使其过热。绕线式转子感应电动机的优势在于，其热量是由与集电环相连的外部电阻耗散的。因此，转子本身温度并不高。

另一个优势在于外部电阻可以是不同的，从而使得电机达到不同的速度。因此，可以使得电机在整个加速周期中都保持转矩处于最大值。这样的话，升速过程就会最短。

14.19 变速驱动

对一个给定的负载，转子阻值的增加会导致感应电机速度的下降。因此，通过改变绕线式转子感应电动机的外部电阻，可以得到同步速度以下的任何想要的速度。问题在于以热的形式进行的能量耗散导致系统的效率很低，这对大容量电机来说是非常浪费的。可通过集电环与变流器连接来解决这一问题。变流器将较低的转子频率的能量转换成线路频率，并将能量回馈到三相系统（如图 14-17 所示）。这种多速度控制系统是非常高效的，只有很少的能量以热的形式耗散掉了。



图 14-17 德国某水厂（其供水管道直径为 1.6m，管道长度为 110km）中的水泵由 3300kW，425～595r/min，5kV，50Hz 绕线式转子感应电动机驱动
（图片由 Siemens 提供）

14.20 频率变换器

常规的绕线式转子感应电动机可以被用作频率变换器来产生与电网不同的频率的交流电。其定子被连接在电网上，转子由一台具有合适的旋转速度的电动机 M 驱动（如图 14-18 所示）。转子向三相负载提供电压为 E_2 和频率为 f_2（均与转差率有关）交流电。根据式（13.3）和式（13.4）可得：

$$f_2 = sf$$
$$E_2 = sE_{oc}$$

如要得到的频率是电网频率的 2～3 倍。根据式（13.3），为达到这一频率，转差率必须要比 1 大。因而，转轴旋转方向应与旋转磁场方向相反。

频率变换器的工作原理与感应电机制动状态时类似，制动时能量 P_{jr} 以转子热能的形式耗散掉，此时却向负载供能。变换器作为发电机来使用，有功功率流如图 14-19 所示，这与这与感应电机制动状态时的功率流是非常相似的。

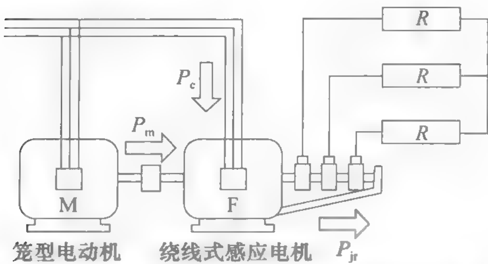


图 14-18 绕线式转子电机作为频率变换器

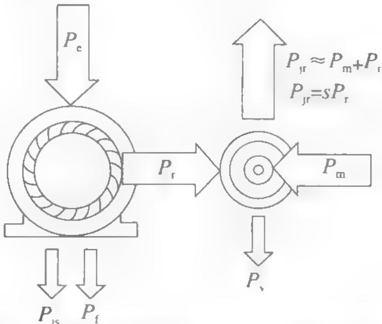


图 14-19 输出频率大于电网频率时频率变换器的功率流图

例 14-7 一台三相绕线式转子感应电动机的额定数值为 150hp（～110kw）、1760r/min、2.3kV、60Hz。在堵转条件下，集电环间的开路转子电压为 500V。转子由变速直流电机

驱动。

试计算：

a. 定子与转子绕组间的匝比；

b. 当转子以 720r/min 旋转，且转动方向与旋转磁场相同时转子电压及频率；

c. 当转子以 720r/min 旋转，且转动方向与旋转磁场相反时转子电压及频率。

解　a. 匝比为：

$$a = E_1/E_{oc} = 2300/500 = 4.6$$

b. 720r/min 时的转差率是：

$$s = (n_s - n)/n_s = (1800 - 720)/1800 = 0.6$$

720r/min 时的转子电压是：

$$E_2 = sE_{oc} = 0.6 \times 500 = 300\text{V}$$

转子频率是：

$$f_2 = sf = 0.6 \times 60 = 36\text{Hz}$$

c. 当与旋转磁场方向相反时将电机的速度视作负值（－）。在－720r/min 下的转差率是：

$$s = (n_s - n)/n_s = [1800 - (-720)]/1800 = (1800 + 720)/1800 = 1.4$$

在－720r/min 时的电压和频率是：

$$E_2 = sE_{oc} = 1.4 \times 500 = 700\text{V}$$

$$f_2 = sf = 1.4 \times 60 = 84\text{Hz}$$

◀

例 14-8　希望用一台 30kW、880r/min、60Hz 的绕线式转子感应电动机来作为频率变换器（F），以产生频率大约是 180Hz、60kW 的交流电（如图 14-18 所示）。如果电网频率是 60Hz，试计算：

a. 驱动频率转换器的感应电机（M）的速度；

b. 传递到频率变换器定子的有功功率；

c. 感应电机（M）的功率；

d. 上述情况下频率变换器是否过热？

解　a. 为发 180Hz 的交流电，转差率为：

$$f_2 = sf$$

$$180 = s \times 60$$

而其中，

$$s = 3$$

定子仍由 60Hz 的线路供应，因此，变换器的同步速度为 900r/min。变换器应运行在如下的 n 上：

$$s = (n_s - n)/n_s$$

$$3 = (900 - n)/900$$

其中 $n = -1800\text{r/min}$。

即变换器应运行在 1800r/min 速度上，"－"号表示转子的转动方向与旋转磁场相反。驱动变换器的感应电机的同步速度应为 1800r/min。

b. 转子输出 60kW 功率，即 P_{jr}，此时是输到负载的功率，而不是消耗在转子上（如图 14-20 所示）。从定子传输到转子的功率 P_r 是：

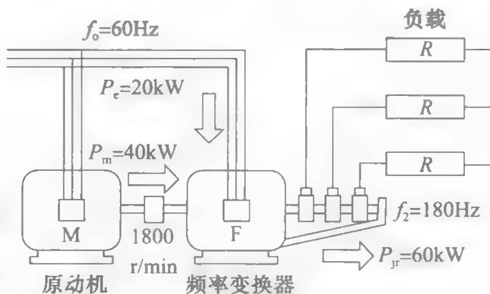


图 14-20　例 14.8 图

$$P_r = P_{jr}/s = 60/3 = 20\text{kW}$$

输入到频率变换器定子的功率等同于 20kW 加上数值不大的定子铜耗与铁耗。

c. 输入转子剩余的功率为 60－20＝40kW，是由转轴上的机械能传递而来。参考图 14-19 和图 14-20，可以看到有功功率是如何流入（或流出）变换器的。

总的来说，转子从定子接收到了 20kW 的电能，从驱动电机（M）接收到了 40kW 的机械能。转子将这 60kW 的能量转换为频率是 180Hz 的电能。感应电机（M）因此应具有如下参数：40kW、60Hz、1800r/min。

d. 变换器的定子不会过热，因为其吸收的 20kW 能量要比铭牌上的 30kW 小得多。转子也不会过热，尽管它传递了 60kW 电能，但转子产生的电压比静态时高出 3 倍。转子中的铁损耗将会增加，因为频率是 180Hz。由于转子以额定速度的 2 倍在转动，冷却系统会更高效，转子也不会过热。定子的频率是 60Hz，因此定子中的铁耗是正常的。 ◄

习题

初级

14-1 防滴式电动机与防爆式电动机的区别是什么？

14-2 电动机大致的寿命预期是多少？

14-3 解释为什么 NEMA D 型电动机不适合驱动泵类负载？

14-4 区别图 14-3 中所示的电动机部件。

14-5 给出以下条件下的三相感应电动机的有功功率流：
a. 用作电动机；
b. 用作制动。

14-6 当某一相开路时，三相电动机还会继续转动吗？在这样的线路下，电动机可以被起动吗？

14-7 在以下的应用中你会推荐使用何种电动机：
a. 木材厂中的电锯；
b. 一个变速泵。

14-8 给出一些感应电动机标准化的优点。

14-9 可以通过反接制动或能耗制动的方式来使电动机急停下来。哪一种方式会产生更少的热损耗呢？试解释。

14-10 一台标准笼型感应电动机的参数为 50hp、440V、60Hz、1150r/min，并被连接在 208V 的三相电线上。那么其最大转矩与堵转转矩会减少多少？

14-11 一台三相笼型感应电动机的额定电压为 575V，连接在了 520V 的电线上。解释以下参量会受到怎样的影响：
a. 堵转电流；
b. 堵转转矩；
c. 空载电流；
d. 空载速度；
e. 满载电流；
f. 满载功率因数；
g. 满载效率。

14-12 a. 参考图 14-6，如果不用变速箱，而使用另一台电动机直接与负载相连接，该电机的功率为多少？
b. 这个电机将会有多少个极？

14-13 画出典型的 NEMA C 型笼型感应电机的转矩-速度曲线，其额定参数为 30hp、900r/min（如图 14-5 所示）。给出其堵转转矩、最低起动转矩及最大转矩和相应的速度。

14-14 一台 300hp、2300V、60Hz 的三相笼型感应电动机在满载时的速度为 590r/min。计算转子铜耗的近似值。如果线电压下降到 1944V，计算下列值：
a. 已知负载转矩不变时的速度；
b. 新的输出功率；
c. 新的转子铜耗。

14-15 将一台参数为 40hp、208V、870r/min、60Hz 的标准笼型感应电动机用作异步发电机（参见图 14-14）。发电机由汽油机驱动，转速为 2100r/min，负载是由三个 5Ω 的电阻，为Y联结。当 3 个 100μF Y联结的电容接在电机端点时，发电机电压建立起来。若线电压值是 520V，计算下列值：
a. 输出频率；
b. 供应负载的有功功率；
c. 电容组提供的无功功率；
d. 定子电流；
e. 在 30hp、100hp、150hp 三种汽油发电机中，哪种最适合驱动此发电机？

14-16 用一台 30 000hp、13.2kV、三相、60Hz 的空气、水冷却式感应电机驱动大型制氧厂的压缩机。电动机运行在满载时速度为 1792.8r/min，且采用变速箱可使压缩机

速度至 4930r/min。电动机效率为 98.1%，功率因数为 0.9。堵转转矩和电流分别为 0.7pu 和 4.7pu。

计算下列值：

a. 满载电流；

b. 满载总损耗；

c. 如风损耗及摩擦损耗总量为 62kW，转子铜耗的精确值；

d. 堵转电流及转矩；

e. 压缩机轴上的转矩。

14-17 习题 14-16 中的电动机是通过每分钟流通 350 加仑的水到热交换机来进行冷却。计算当水流过热交换器时的温升。

14-18 习题 14-16 中的电动机与压缩机以低电压起动，在加速过程中的平均起动转矩是 0.25pu，相对于电机轴的压缩机惯量是 130 000lb · ft^2。笼型电动机本身的惯量 J 是 18 000lb · ft^2。

a. 空载条件下，要多长时间能够完成电动机与压缩机的加速？

b. 起动过程中的转子损耗了多少能量？

14-19 一台三相感应电动机的额定参数为：10kW、1450r/min、380V、50Hz，将其连接在 60Hz 的线路上。

a. 应该采用多大的线电压，电动机的大致速度会是多少？

b. 在不过热的情况下，此电动机能传递多少能量。

高级

14-20 一台 1hp、笼型、B 型感应电动机加速一个惯性矩为 1.4kg · m^2 的负载，从 0 到 1800r/min。这台电动机是否可用一个 D 型电机来替代？如能替代的话，

a. 哪台电动机可以最快地将其从 0 加速到 1200r/min？

b. 达到空载速度后，哪台电动机更热些？

14-21 一台三相绕线式转子感应电动机的额定参数为 150hp、1760r/min、2.3kV、60Hz，驱动一台传输机，转子以Y形联结，铭牌上集电环间的开路电压为 530V。计算下列数值：

a. 每相转子绕组阻值；

b. 已知线电压为 2.4kV，使电动机运行在 600r/min、40hp 状态，转子需串联每相电阻值。

14-22 一台 150hp、1165r/min、440V、60Hz 的三相感应电动机运行在空载状态，接近 1200r/min 的同步速度。定子线路突然反向，停止时间为 1.3s。假设反接制动周期中的转矩与起动周期中的转矩相等（1.2pu）。计算下列值：

a. 反接制动转矩的大小；

b. 转子的转动惯量。

14-23 在题 14-21 中，计算在反接制动过程中转子上的能耗。

14-24 一台三相、8 极感应电动机的额定参数为 40hp、575V、60Hz，驱动一个直径为 31.5 英寸，厚度为 7.875 英寸的钢制飞轮。相应于 D 型电机的转矩-速度曲线在图 14-5 中给出。

a. 计算飞轮的重量及转动惯量；

b. 计算电动机的额定速度及对应的转矩；

c. 计算堵转转矩；

d. 画出 40hp 的电动机的转矩-速度曲线，标示出转矩在 0、180、360、540、720（N · m）和 810r/min 时的情况。

14-25 a. 在题 14-24 中，计算从 0 到 180r/min 的平均转矩。

b. 利用式（3.14）计算将飞轮从 0 加速到 180r/min 所需要的时间，假设电机上无其他负载。

c. 利用式（3.8）计算飞轮在 180r/min 时的动能。

d. 计算将飞轮从 0 加速到 540r/min 所需要的时间，已知在飞轮负载的基础上，负载会产生一个固定的反向的大小为 300N · m 的转矩。

14-26 在图 14-12 中的火车的质量是 78 500lb，能容纳 240 位乘客。试计算：

a. 当火车以 9 英里每小时的速度前行时，计算齿轮的转速；

b. 电动机与齿轮的速度比率；

c. 当电动机满负载运行时的传输线电流；

d. 假设每个乘客的平均体重为 60kg，满载时的火车质量；

e. 从 Z 城到 G 城所需的能量（MJ）；

f. 这段旅行所需的最短时间（min）；

g. 假设在上坡时有 80%的电能转换为了机械能，而下坡时 80%的机械能转换为了电能，计算完成来回旅行的总的电能（kW · h）。

工程应用

14-27 电动机的轴承需要定期上油，但又不可太勤。两台电动机上油安排如下：

电动机 A：75hp、3550r/min，每运行 2200 小时后上油润滑；
电动机 B：75hp、900r/min，每运行 10 000 小时后上油润滑；
电动机 A 连续运行，每天运行 24 小时；电机 B 用来驱动压缩机，每天运行 6 小时，计算每个轴承每年的上油次数？

14-28 一台 40hp、1780r/min、460V、60Hz 的三相防滴式感应电动机的功率因数是 86%，效率为 93.6%。电动机价格为 2243 美金，每天满载运行 12 小时，每周运行 5 天。计算在 3 年的时间里驱动电机的花费。已知能量的费用是 0.06 美金/kW·h。

14-29 一台标准 40hp 电机，与题 14-28 中描述的类似，价格为 1723 美金，电机的效率是 90.2%，功率因数是 82%。计算在三年的时间里由于电机高效节省的能量。

14-30 一台额定参数为 2hp、1760/870r/min、460V 的双速感应电机，其绕组如图 14-8 所示。在高速连接下端点 1 与 2 之间测量的阻值是 12Ω。在低速连接下端点 4 与 6 之间的测量阻值应该是多少？

14-31 一台 150hp、1175r/min、460V、60Hz 的三相感应电机，具有如下特性：
空载电流：71A
满载电流：183A
堵转电流：1550A
满载转矩：886ft·lbf
最大转矩：2552ft·lbf
堵转转矩：1205ft·lbf
堵转功率因数：32%
一条 3-导体 250kcmil 铜电缆从主分配电箱拉到电机，长 850 英尺。配电箱的电压是 480V，电缆的平均温度估计为 25℃。
a. 堵转情况下的电机等效电路；
b. 假设电缆是纯电阻的，计算当电机通过电线起动时的电流；
c. 估算相应的起动转矩；
d. 与额定起动转矩作比较。

14-32 在习题 14-31 中，以标幺值来表述电流及转矩。

第15章 感应电动机的等效电路

15.0 引言

前三章已经介绍了不通过电路图来描述笼型感应电动机和绕线式感应电动机的重要特性。如果要更好地理解电动机，等效电路图还是非常必要的。在这一章里，从基本的原则中推导出等效电路来。然后分析这些小功率和大功率电动机的性质，同时观察它们的一些基本的区别。最后，得出一台异步发电机的等效电路并分析其负载特性。

15.1 绕线式转子感应电动机

一台三相绕线式转子感应电动机与三相变压器的结构非常类似。因此，电动机也拥有3个一样的一次绕组和3个一样的二次绕组，分别对应每一相。考虑到良好的对称性，可以通过研究单相一次绕组和二次绕组来分析电动机的性质。

当电动机处于静止状态，它像一台常规的变压器，所以它的等效电路（见图 15-1）与之前在第10章得出的变压器的等效电路（见图 10-20）一样。

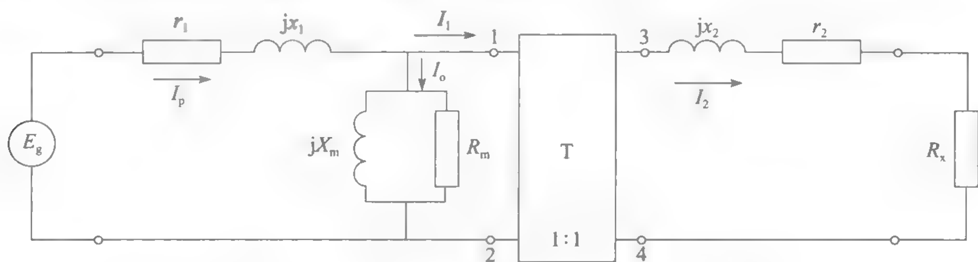


图 15-1 静止时绕线式感应电动机的等效电路

假设定子和转子都是Y联结，变比为1∶1。每相电路参数如下。

E_g＝线到中性点的电压

r_1＝定子绕组电阻

x_1＝定子漏电阻

x_2＝转子漏电阻

r_2＝转子绕组电阻

R_x＝集电环与转子中性点之间的外部电阻

X_m＝激磁电抗

R_m＝铜耗及其他摩擦和通风损耗对应电阻

T＝变比为1∶1的理想变压器

对于传统三相变压器，可以通过去掉包括 jX_m 和 R_m 的励磁支路来简化电路，这是因为与负载电流 I_p 相比，励磁电流 I_o 可以忽略不计。然而，这种情况在电动机里不成立。由于气隙的缘故，I_o 可能会达到 $40\% I_p$。因此，不能忽略励磁支路。但对于超过2hp的电动机，可以把励磁支路转移到输入端，如图 15-2 所示。这就大大简化了描述电动机性质的等效电路，而且没有降低准确性。图 15-2 是电动机堵转时真实的表现。那么当电动机起动时它是如何受到影响的呢？

假设电动机运行时转差率为 s，这意味着转子的速度是 $n_s(1-s)$，n_s 为同步速。这会

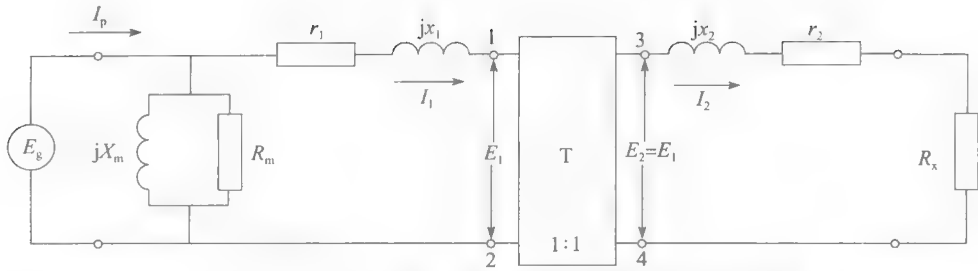


图 15-2 2hp 以上的电动机可使用这个近似的等效电路

改变理想变压器一次侧和二次侧 E_1、I_1 和 E_2、I_2 的值。而且，二次绕组中频率将变为 sf，其中 f 是 E_g 的频率。图 15-3 给出这些新的运行情况。

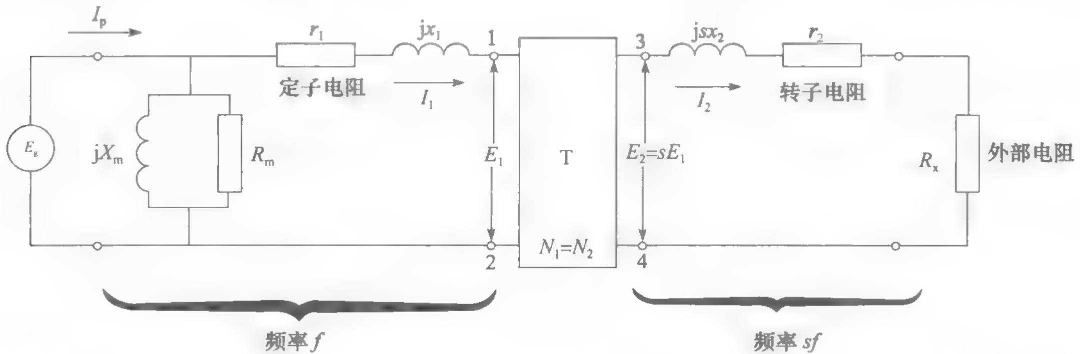


图 15-3 绕线式电动机当以转差率 s 运行时的等效电路。定子中的电流和电压的频率是 f，转子中的电流和电压的频率是 sf

如果电动机处于静止状态，感应电势 E_2 的幅值将与 E_1 相同（变比为 1∶1）。但是，因为转差率是 s 实际的感应电动势是

$$E_2 = sE_1$$

频率为 sf，这就改变了二次侧的漏电抗，从 jx_2 变到 jsx_2。因为电阻不是频敏电阻，所以 r_2 和 R_x 的值保持不变。将 2 个电阻综合在一起，得到二次侧电阻值如下：

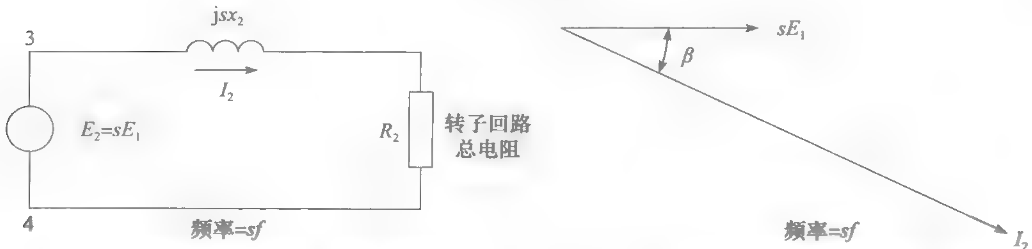
$$R_2 = r_2 + R_x \tag{15.1}$$

二次侧电路的具体情况如图 15-4a 所示，得到的电流 I_2 是

$$I_2 = \frac{sE_1}{R^2 + jsx_2} = \frac{sE_1\angle -\beta}{\sqrt{R_2^2 + (sx_2)^2}} \tag{15.2}$$

其中

$$\beta = \arctan sx_2 / R_2 \tag{15.3}$$



a）转子回路的等效电路；E_2与I_2的频率为sf　b）相量图表明电流滞后电压β角

图 15-4 转子侧等效电路与相量图

相应的单相相量图如图 15-4b 所示，该相量图对应着频率 sf。所以，这不适合一次侧的矢量图，因为一次侧的频率为 f。然而，在转子中的 I_2（频率为 sf）与定子中的 I_1（频率为 f）之间有一个直接的关系。实际上，I_1 的绝对值与 I_2 的相同。而且，E_1 与 I_1 之间的相角 β 与 E_2 和 I_2 之间的相角相同。这样能画出 E_1 与 I_1 的矢量图如图 15-5 所示。

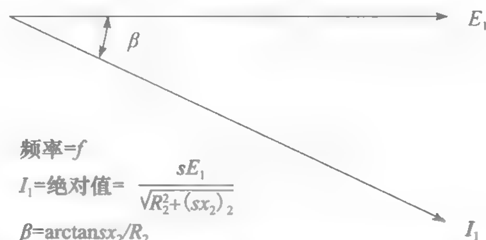


图 15-5　尽管频率不同，定子中的电流和电压的相角 β 与转子侧相比是相同的

总结一下：

1. 尽管它们的频率不同，I_1 与 I_2 有效值相同。
2. E_1 的有效值等于 E_2 的有效值除以转差率 s。
3. E_1 与 I_1 的相角 β 与 E_2 和 I_2 的相角相同。

因此，在一次侧得到

$$I_1 = I_2 = \frac{sE_1}{R_2 + \mathrm{j}sx_2} \tag{15.4}$$

所以

$$I_1 = \frac{E_1}{\dfrac{R_2}{s} + \mathrm{j}x_2} = \frac{E_1}{Z_2} \tag{15.5}$$

理想变压器一次侧 1、2 端的阻抗 Z_2 是

$$Z_2 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{R_2}{s} + \mathrm{j}x_2 \tag{15.6}$$

所以，可以将图 15-3 的电路简化成图 15-6。漏电抗 $\mathrm{j}x_1$，$\mathrm{j}x_2$ 可以综合在一起得到单独的总漏电抗 $\mathrm{j}x$。它与电动机定子侧的总漏电抗值相等。

最后的转子绕线感应电动机等效电路如图 15-7 所示。在图中，电路的参数除了阻抗 R_2/s，其他都是固定的。阻抗 R_2/s 的值取决于转差率即取决于电动机的速度。因此，阻抗 R_2/s 的值随着电动机从起动（$s=1$）到同步速（$s=0$），会从 R_2 变化到无穷大。

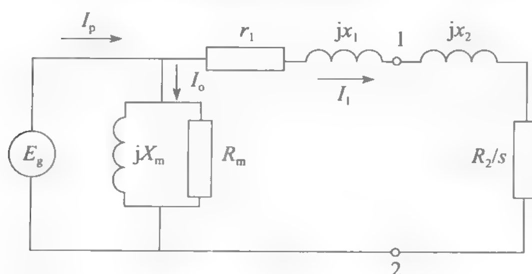


图 15-6　折算到定子侧的绕线式转子电动机的等效电路

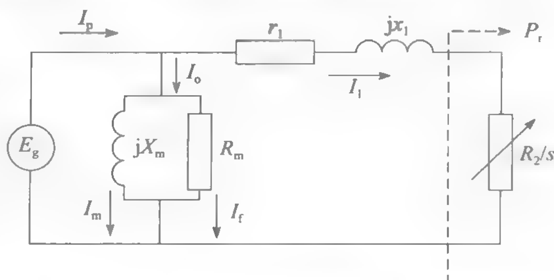


图 15-7　一次侧和二次侧的漏抗 x_1 和 x_2 结合在一起得到等效的总漏抗 x

绕线式转子感应电动机的等效电路与变压器的是如此相似，难怪人们有时把它叫做旋

转变压器。

笼型感应电动机的等效电路也是一样，只不过它的 R_2 就是等于相对于定子转子的等效电阻，而没有外接电阻器。

15.2 能量关系

通过等效电路可获得关于三相感应电动机的基本电磁功率关系。下面的方程可以从绕线式电动机等效电路（见图 15-7）中得到。

1. 电动机吸收的有功功率

$$P = E_g^2/R_m + I_1^2 r_1 = I_1^2 + I_1^2 R_2/s$$

2. 电动机吸收的无功功率

$$Q = E_g^2/X_m + I_1^2 x$$

3. 电动机吸收的视在功率

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

4. 电动机的功率因数

$$\cos\theta = P/S$$

5. 线电流

$$I_p = S/E_g$$

6. 供给转子的有功功率

$$P_r = I_1^2 R_2/s$$

7. 转子铜耗

$$P_{jr} = I_1^2 R_2 = sP_r$$

8. 电动机产生的机械功率

$$P_m = P_r - P_{jr} = P_r(1-s)$$

9. 电动机的转矩

$$T = \frac{9.55P_m}{n} = \frac{9.55P_r(1-s)}{n_s(1-s)} = \frac{9.55P_r}{n_s}$$

10. 电动机的效率

$$\eta = P_m/P$$

注意：前面提到的这些量都是每相的值。有一些必须乘以 3 来获得总值。

15.3 感应电动机的相量图

在图 15-7 中，如果将电流 I_1 视为参考矢量，便获得绕绕式电动机完整的相量图如图 15-8 所示。在图中（及以后的计算中），对于确定阻抗 Z_1 和角度 α 是非常有用的。

$$Z_1 = \sqrt{r_1^2 + x^2} \tag{15.7a}$$

$$\alpha = \arctan x/r_1 \tag{15.7b}$$

在这些方程中，r_1 是定子电阻，jx 是折算到定子侧的电机的总漏抗。因为 r_1 和 jx 都是固定的，所以 Z_1 和 α 也是固定的，与电机的速度无关。

在超过 1000hp 的大型电动机里，jx 远远大于 r_1，所以 α 接近 90 度。

在图 15-7 的等效电路中，机械功率、转矩和速度都是取决于 r_1，jx 和 R_2/s。励磁支路 R_m 和 jX_m 并不起作用。所以，对于这些计算，等效电路和相应的矢量图可以简化成如图 15-9 和图 15-10 所示。

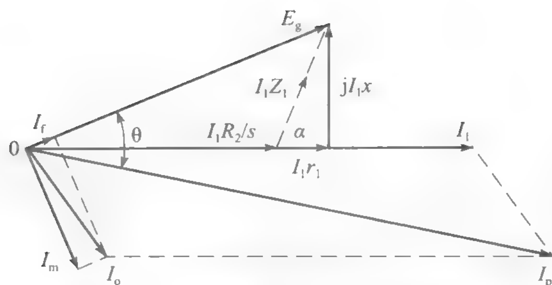


图 15-8　图 15-7 电压和电流的相量图。电动机的功率因数为 $\cos\theta$

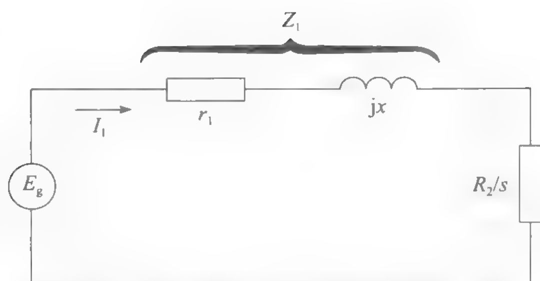


图 15-9　计算机械功率、转矩和速度时，可以忽略励磁回路 R_m 和 X_m，从而得到可用来分析电动机特性的简化电路

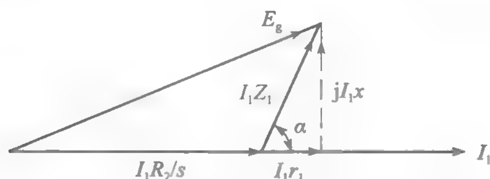


图 15-10　图 15-9 的相量图，矢量 I_1Z 总是超前矢量 I_1

15.4　最大转矩和速度

电机产生的转矩由 $T=9.55P_r/n_s$（见图 15-9）给出，其中 P_r 为供给阻抗 R_2/s 的功率。通过基本的能量转移定理，当 R_2/s 的值等于阻抗 Z_1 的绝对值时，这时的功率是最大的（因此转矩也是最大的）。因此，对于最大转矩。

$$R_2/s = Z_1 \tag{15.8}$$

在这些条件下，Z_1 上电压降落的幅值等于在 R_2/s 两端的压降。因此可以得出

$$I_1\frac{R_2}{s} = I_1Z_1$$

对应这种特殊情况的相量图如图 15-11 所示。它是图 15-10 矢量图的特殊情况。由此可得出下面的结论：

1. 相量 AB 与 BC 具有相同的长度，并且它们之间角度是 $(180-\alpha)°$；

2. $\angle CAB=\angle ACB=\alpha/2$。

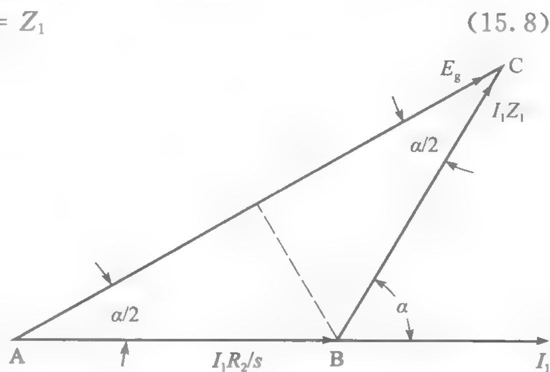


图 15-11　在 $R_2/s=Z_1$ 的条件下，电动机产生最大转矩时的相量图

所以

$$I_1\frac{R_2}{s}\cos\frac{\alpha}{2} = E_g/2$$

$$I_1Z_1\cos\frac{\alpha}{2} = E_g/2$$

最大转矩时的转差率是

$$s_b = R_2/Z_1 \tag{15.9}$$

最大转矩下的电流

$$I_{1b} = E_g/(2Z_1\cos\alpha/2) \tag{15.10}$$

最大转矩是

$$T_b = \frac{9.55E_g^2}{n_s(4Z_1\cos^2\alpha/2)} \tag{15.11}$$

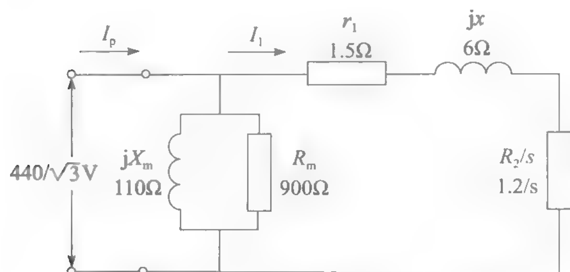
注意，最大转矩 T_b 与最大电流 I_{1b} 都是固定的，它们与转子回路中的阻抗 R_2 无关。

最大转矩下的转差率由 R_2 决定。事实上，如果 $R_2=Z_1$，最大转矩与起动转矩相同，因为这时 $s_b=1$。这些结论可以从图 13-18 所示的转矩与速度曲线得出。

对于笼型电动机，阻抗 R_2 与转子折算至定子的电阻 r_2 相等。α 一般在 80°～89°。较大的角度对应于中等或大功率笼型电机。在这些电机中，R_2/Z_1 的值可以低到 0.02。所以，最大转矩发生时转差率在 2%左右。

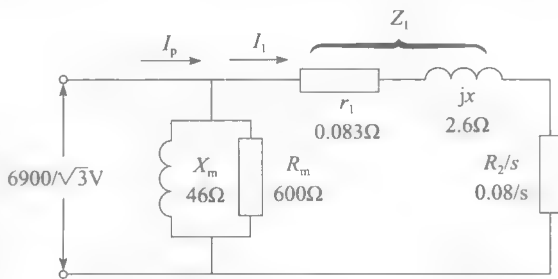
15.5　两种实用型电动机的等效电路

5 马力和 5000 马力的双笼型电动机的阻抗和最终等效电路由图 15-12 和图 15-13 给出，电机都是Y联结，其中阻抗值都是单相的。



电动机额定参数
5hp, 60Hz, 1800r/min, 440V, 三相
满载电流：7A
堵转电流：39A
r_1=定子电阻1.5Ω
r_2=转子电阻1.2Ω
jX=漏电抗6Ω
jX_m=励漏电抗110Ω
R_m=励磁电阻900Ω
空载损耗包括铁耗和机械损耗

图 15-12　5 马力笼型感应电动机的等值电路，其中 $R_2=r_2$



电动机额定参数
5000hp, 60Hz, 600r/min, 6900V, 三相
满载电流：358A
堵转电流：1616A
r_1=定子电阻0.083Ω
r_2=转子电阻0.080Ω
jX=漏电抗2.6Ω
jX_m=励磁电抗46Ω
R_m=励磁电阻600Ω
26.4kW（每相）的空载损耗包含了15kW机械损耗和11.1kW的损耗

图 15-13　5000 马力笼型感应电动机的等值电路，尽管电机容量是图 15-12 中的 1000 倍，但等值电路相同

15.6　最大转矩的计算

下面计算 5 马力电动机的最大转矩 T_b 及相应的转速 n_b 和电流 I_{1b}。

1. $$Z_1=\sqrt{r_1^2+x^2}=\sqrt{1.5^2+6^2}=6.18\Omega$$
2. $$\alpha=\arctan x/r_1=\arctan 6/1.5=76°$$
3. $$\alpha/2=38°,\quad \cos\alpha/2=0.788$$
4. 最大转矩时转差率为
$$s_b=R_2/Z_1=1.2/6.18=0.194$$
5. 最大转矩时的转速 n_b
$$n_b=n_s(1-s_b)=1800(1-0.194)=1450\text{r/min}$$

6. 最大转矩时的电流

$$I_{1b} = \frac{E_L}{2Z_1\cos\alpha/2} = \frac{440\sqrt{3}}{2\times6.18\times0.788} = 26.1\text{A}$$

7. 供给转子功率

$$P_r = I_1^2R_2/s = I_1^2Z_1 = 26.1^2\times6.18 = 4210\text{W}$$

8. 最大转矩是

$$T_b = \frac{9.55P_r}{n_s} = \frac{9.55\times4210}{1800} = 22.3\text{N}\cdot\text{m}$$

注意，这些都单相时的转矩。所以总转矩应为 3×22.3=67N·m。

15.7 转矩速度曲线与其他特性

通过选取变化的转差率值及求解图 15-12 中的电路，就能得到完整的 5 马力电机的转矩-速度的曲线。结果列在表 15-1 中，曲线由图 15-14 给出。

表 15-1 转矩-转速特性

5 马力，440V，1800r/min，60Hz，笼型感应电动机				
s	I_1	P_r	T	n
	(A)	(W)	(N·m)	(r/min)
0.0125	2.60	649	3.44	1777
0.025	5.09	1243	6.60	1755
0.026	5.29	1291	6.85	1753
0.05	9.70	2256	12.0	1710
0.1	17.2	3547	18.8	1620
0.2	26.4	4196	22.3	1440
0.4	33.9	3441	18.3	1080
0.6	36.6	2674	14.2	720
0.8	37.9	2150	11.4	360
1	38.6	1788	9.49	0
5hp 额定功率以 s=0.026 算得				

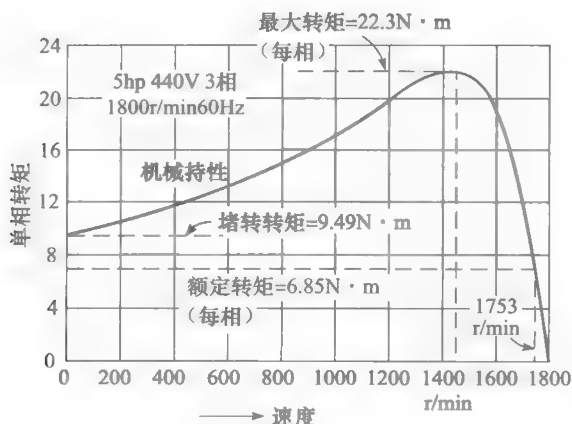


图 15-14 5 马力电动机转矩速度曲线

对于 5000 马力电动机也进行了同样的计算。表 15-2 列出了结果，图 15-15 给出了转矩速度曲线。大电动机具有相对较低的起动转矩，从空载到最大转矩的区间速度都接近同步速度，大功率笼型感应电动机均具有这些性质。

表 15-2　转矩-速度特性与负载特性

5000 马力，6900V，600r/min，60Hz，笼型感应电动机						
s	转矩	总功率	进度	$\cos\theta$	效率	I_p
	(kN・m)	(hp)	(r・min)	(%)	(%)	(A)
2	1.49	−377	−600	4.9	—	1617
1	2.98	0	0	6.3	0	1616
0.6	4.95	500	240	8.2	23.4	1614
0.4	7.39	1120	360	10.6	40.8	1610
0.2	14.4	2921	480	17.7	64.7	1593
0.1	26.8	6095	540	30.8	80.4	1535
0.05	42.1	10 114	570	51.7	89.5	1363
0.030 77	47.0	11 520	581.5	68.2	93.1	1133
0.02	43.1	10 679	588	79.8	95.1	878
0.0067	19.9	5000	596	90.1	96.6	358
0.0033	10.2	2577	598	85.1	95.4	198

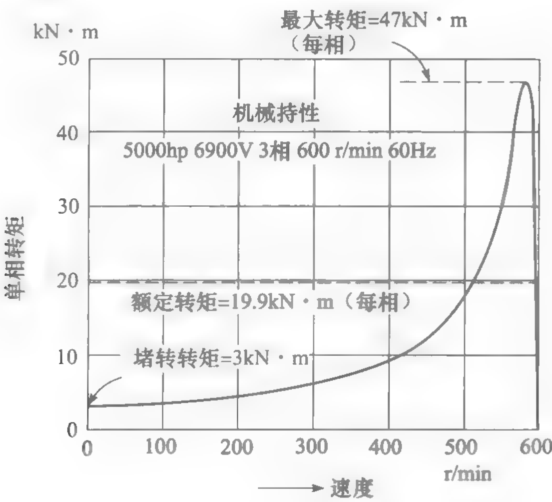


图 15-15　5000 马力电动机转矩-速度曲线

15.8　异步发电机的性质

当电动机转速超过同步速度时，笼型电动机可以运行在发电机状态。知道 5 马力电动机的等效电路后，就可以计算发电运行时该电机发出的功率及其他性质。

将电动机连到三相 440V 电源上，并且将其驱动到 1845r/min，比同步速高出 45r/min。转差率是

$$s = (n_s - n)/n_s = (1800 - 1845)/1800 = -0.025$$

在等效电路中 R_2/s 的值是

$$R_2/s = 1.2/(-0.025) = -48\Omega$$

负阻抗意味着电能从转子流向定子而不是从定子流向转子。通过图 15-16 可得出下面的结论

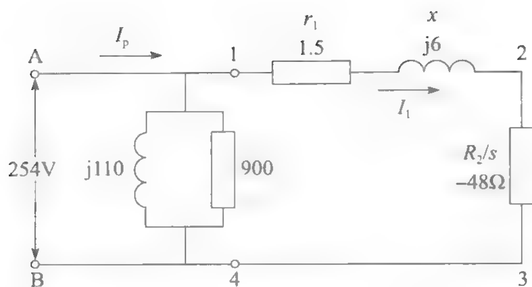


图 15-16 5 马力电动机运行在发电状态的等效电路，转子电路引入了一个负阻抗

1. 1-2-3-4 支路的电阻是

$$R_n = -48 + 1.5 = -46.5\Omega$$

2. 1-2-3-4 支路的阻抗绝对值

$$Z = \sqrt{R_n^2 + x^2} = \sqrt{(-46.5)^2 + 6^2} = 46.88\Omega$$

3. 1-2-3-4 支路电流值

$$I_1 = E/Z = 254/46.88 = 5.42\text{A}$$

4. 供给转子的有功功率是

$$P_r = I_1^2 R_2/s = 5.42^2(-48) = -1410\text{W}$$

负的功率意味着 1410W 是从转子流向定子

5. 转子中的铜耗是

$$P_{jr} = I_1^2 r_2 = 5.42^2 \times 1.2 = 35.2\text{W}$$

6. 输入到轴中的机械功率等于 P_r 加上转子中 P_{jr} 损耗

$$P_m = P_r + P_{jr} = 1410 + 35.2 = 1445\text{W}$$

7. 定子中的铜耗

$$P_{js} = I_1^2 r_1 = 5.42^2 \times 1.5 = 44.1\text{W}$$

8. 铁耗与摩擦和风阻损耗之和

$$P_r + P_v = E^2/R_m = 254^2/900 = 71.7\text{W}$$

9. 回馈到供电电网的功率是

$$P_e = \text{从转子输入到定子的功率减去损耗功率}$$

$$= P_r - P_{jr} - P_f - P_v = 1410 - 44.1 - 71.7 = 1294\text{W}$$

10. 漏电抗吸收的无功功率

$$Q_1 = I_1^2 x = 5.42^2 \times 6 = 176\text{var}$$

11. 激磁电抗吸收的无功功率

$$Q_2 = E^2/X_m = 254^2/110 = 586\text{var}$$

12. 电动机总共吸收的无功功率

$$Q = Q_1 + Q_2 = 176 + 586 = 762\text{var}$$

13. 电动机 AB 端的视在功率

$$S = \sqrt{P_e^2 + Q^2} = \sqrt{1294^2 + 762^2} = 1502\text{V} \cdot \text{A}$$

14. 线电流 I_p

$$I_p = S/E = 1502/254 = 5.91\text{A}$$

15. 发电机出线端的功率因数

$$\cos\theta = P_e/S = 1294/1502 = 0.861 = 86.1\%$$

16. 异步发电机的效率

$$\eta = \frac{\text{useful electric power}}{\text{mechanical input}} = \frac{P_e}{P_m} = \frac{1294}{1445} = 0.895 = 89.5\%$$

17. 驱动发电机需要的功率

$$P_m = 3P_m/746 = 3 \times 1445/746 = 5.81\text{hp}$$

18. 驱动电动机的转矩

$$T = \frac{9.55 \times P}{n} = \frac{9.55 \times 3 \times 1445}{1854} = 22.3\text{N} \cdot \text{m}$$

15.9 等效电路参数的实验测定

等效电路中的 r_1、r_2、X_m、R_m 和 x 的近似值可以从下面的实验中得到。

空载实验 当一台感应电动机运行在空载状态时，它的转差率会非常小。根据图 15-6，这就意味着 R_2/s 将非常大，所以与 I_o 相比，I_1 可以忽略。因此，在空载状态下，等效电路主要包括励磁支路 X_m 和 R_m。它们的值可以通过测量如下空载时的电压、电流以及功率来得到。

a. 测量任意两个出线端之间定子的电阻 R_{LL}。假设是 Y 型联结，r_1 的值为

$$r_1 = R_{LL}/2$$

b. 在额定线电压 E_{NL} 下，电机运行在空载状态（见图 15-17）。测量空载电流 I_{NL} 及三相有功功率 P_{NL}。

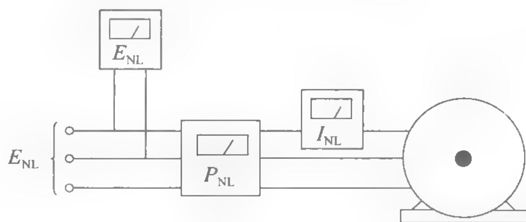


图 15-17 空载实验可以得到励磁支路中的 X_m 和 R_m

总的视在功率和无功功率由下面的计算得出

$$S_{NL} = E_{NL} I_{NL} \sqrt{3}$$

$$Q_{NL} = \sqrt{S_{NL}^2 - P_{NL}^2}$$

$$P_f + P_v = \text{风阻、摩擦损耗和铁耗} = P_{NL} - 3I_{NL}^2 r_1$$

代表 $P_f + P_v$ 的电阻是

$$R_m = E_{NL}^2/(P_f + P_v)$$

励磁电抗是

$$X_m = E_{NL}^2/Q_{NL}$$

转子堵转测试 在额定线电压下，当感应电动机的转子处于堵转状态。定子电流几乎是额定电流的 6 倍左右。而且，转差率 $s=1$。这意味着 r_2/s 等于 r_2，其中 r_2 是折算到定子侧的转子电阻。因为 I_p 比激磁电流 I_o 大很多，故可以忽略励磁支路，这样就得到如图 15-9 所示的电路，包括漏电抗 x、定子电阻 r_1、和转子阻抗 $R_2/s - r_2/1 = r_2$。它们的值可以通过测量在堵转状态下电压、电流和功率来得出。

a. 减小定子上的三相电压值使定子电流等于它的额定值；

b. 读出 E_{LR}（线与线间）、I_{LR} 和总的三相功率 P_{LR} 值（见图 15-18）。

得到下面的计算

$$S_{LR} = E_{LR} I_{LR} \sqrt{3}$$

$$Q_{LR}=\sqrt{S_{LR}^2-P_{LR}^2}$$
$$x=Q_{LR}/3I_{LR}^2$$
$$3I_{LR}^2(r_1+r_2)=P_{LR}$$

因此

$$r_2=P_{LR}/(3I_{LR}^2)-r_1$$

对大型电机要进行更加复杂的实验，但上面过程给出的结果适用于大多数情况。

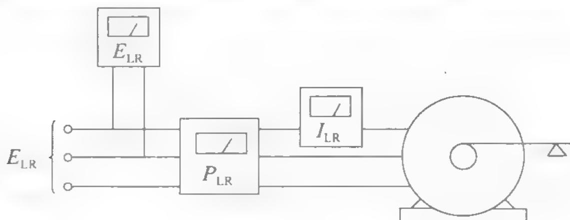


图 15-18 堵转实验可以计算总的漏抗 x 和总阻抗 (r_1+r_2)，从上面的结果我们就得到感应电动机的等效电路

例 15-1 在一台额定功率为 30hp，额定转速为 835r/min，额定电压为 440V，额定频率为 60Hz 的三相笼型感应电动机上实施空载试验得到以下结果：

空载电压（线与线之间）：440V

空载电流：14A

空载功率：1470W

两个接线端之间的电阻：0.5Ω

减小施加的电压后在该电机上实施堵转试验，得到以下结果：

堵转电压（线与线之间）：163V

堵转功率：7200W

堵转电流：60A

确定该电机的等效电路。

解 假设定子的线圈绕组以星形方式联结，那么每相的电阻是

$$r_1=0.5\Omega/2=0.25\Omega$$

从空载试验可得到

$$S_{NL}=E_{NL}I_{NL}\sqrt{3}=440\times14\sqrt{3}=10\,669\text{V}\cdot\text{A}$$
$$P_{NL}=1470\text{W}$$
$$Q_{NL}=\sqrt{S_{NL}^2-P_{NL}^2}=\sqrt{10\,669^2-1470^2}=10\,568\text{var}$$
$$X_m=E_{NL}^2/Q_{NL}=440^2/10\,568=18.3\Omega$$
$$R_m=E_{NL}^2/P_{NL}=440^2/(1470-3\times14^2\times0.25)=146\Omega$$

从堵转试验可得到

$$S_{LR}=E_{LR}I_{LR}\sqrt{3}=163\times60\sqrt{3}=16\,939\text{V}\cdot\text{A}$$
$$P_{LR}=7200\text{W}$$
$$Q_{LR}=\sqrt{S_{LR}^2-P_{LR}^2}=\sqrt{16\,939^2-7200^2}=15\,333\text{var}$$
$$I_{LR}=60\text{A}$$

转换到定子侧的总漏电抗是

$$x=\frac{Q_{LR}}{3I_{LR}^2}=\frac{15\,333}{3\times60^2}=1.42\Omega$$

转换到定子侧的总阻抗是

$$r_1 + r_2 = P_{LR}/3I_{LR}^2 = 7200/3 \times 60^2 = 0.67\Omega$$
$$r_1 = 0.25\Omega$$
$$r_2 = 0.67 - 0.25 = 0.42\Omega$$

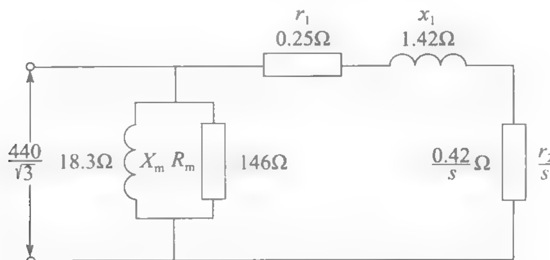


图 15-19 笼型转子感应电动机等效电路（见例 15-1 图） ◀

习题

15-1 分别解释图表 15-2 中的阻抗，电流和电压这三个名词的意义。

15-2 一台Y联结的笼型电动机的同步转速为900r/min，其定子电阻为 0.7Ω，等效的转子电阻为 0.5Ω。如果总漏电抗是 5Ω，而且线到中性点间的电压是 346V，计算以下数据：

a. Z_1 的数值和角度 α；

b. 当达到最大转矩时的转速；

c. 最大转矩时的电流 I_1（见图 15-9)；

d. 最大转矩的数值（N·m)。

15-3 a. 在习题 15-2 中，画出当电机正转，且转速为 950r/min 时的等效电路图。这时电机为发电机在运行吗？计算电机的转矩。

b. 画出当电机反转，且转速为 950r/min 时的等效电路图。这时电机为发电机在运行吗？计算电机转矩。

15-4 一台额定电压为 550V，额定转速为 1780r/min，频率为 60Hz 的三相笼型感应电动机空载运行时得到的电流为 12A，总功率为 1500W。计算每相 X_m 和 R_m 的数值（见图 15-2)。

15-5 当习题 15-4 中的电动机在堵转条件下连接到一条 90V 的三相线路时得到的电流为 30A，功率为 2.43kW。两个定子端之间的电阻为 0.8Ω。计算 r_1、r_2 和 x 的数值及在额定电压下的堵转转矩 [N·m]。

15-6 如果图 15-15 所示的电动机线电压下降到 6200V，计算新的最大转矩和起动转矩。

15-7 一台额定电压为 440V，额定转速为 1800r/min 的三相笼型电动机具有以下参数：$r_1 = 1.5\Omega$、$r_2 = 1.2\Omega$、$x = 6$。

假设励磁支路可以忽略，每相串入阻值为 4.5Ω 的电阻器，计算电机的起动转矩和最大转矩。

15-8 在习题 15-7 中，如每相串入 4.5Ω 的电抗器，计算此时电动机的起动转矩和最大转矩。

工程应用

15-9 一台功率为 5hp 的电动机，其等效电路如图 15-12所示。

a. 计算漏电感（以毫亨为单位）和磁化电抗的数值。

b. 确定当频率为 50Hz 时的漏电抗和激磁电抗的数值。

c. 计算频率为 50Hz 时，能产生相同励磁电流的相电压。并与频率为 60Hz 时相比较。

15-10 图 15-12 中的等效电路图所代表的一台功率为 5hp 的电动机连接到电压为 503V（线与线之间），频率为 80Hz 的三相电源上。假设定子和转子电阻相等。

a. 确定当电动机以 2340r/min 的转速运转时的等效电路图。

b. 计算该电动机产生的转矩 [N·m] 和功率 [hp] 的数值。

第16章 同步发电机

16.0 引言

目前消耗的电能主要是由三相同步发电机发出的，这些发电机是世界上最大的能源转换装置，他们将机械能转换为电能，其单机容量高达1500MW。本章将学习这些大型现代发电机的结构和特性。这些分析均是基于8.6节的相关基本原理，希望读者在学习本章内容前先对相关材料进行复习。

16.1 商用同步发电机

商用同步发电机是建立在静态或者旋转的恒定磁场上。

一台静磁场同步发电机的外观与直流发电机相同。凸磁极生成直流磁场，该磁场被旋转的电枢切割。电枢上有三相绕组，其末端分别连接安装在转轴上的集电环。与集电环接触的电刷装置使电枢接至外部三相负载。电枢被一个汽油机或其他种类的原动机带动。随着电枢的转动，生成了三相感应电压，其值由转速和固定磁极产生的励磁电流共同决定。该感应电压的频率取决于转速和磁场中的极数。静磁场发电机常用于输出功率为5kV·A以下的情况中。当需要更大的输出功率时，采用旋转恒定磁场将更便宜，更安全，更实用。

一台旋转磁场同步电机有一个固定的电枢，称为定子。三相定子绕组与外部负载直接相连，这将省去体积大且不可靠的集电环和电刷装置。静止的定子同时也使得绕组的绝缘更加容易，因为它们不易受到离心力的影响。图16-1是该类发电机的原理图，有时也称为交流发电机。气隙磁场通常是通过同轴直流发电机激励产生。值得注意的是安在换向器上的电刷不得不与另一套安装在集电环上的电刷相连接，以便直流电流 I_x 流入产生旋转磁场。

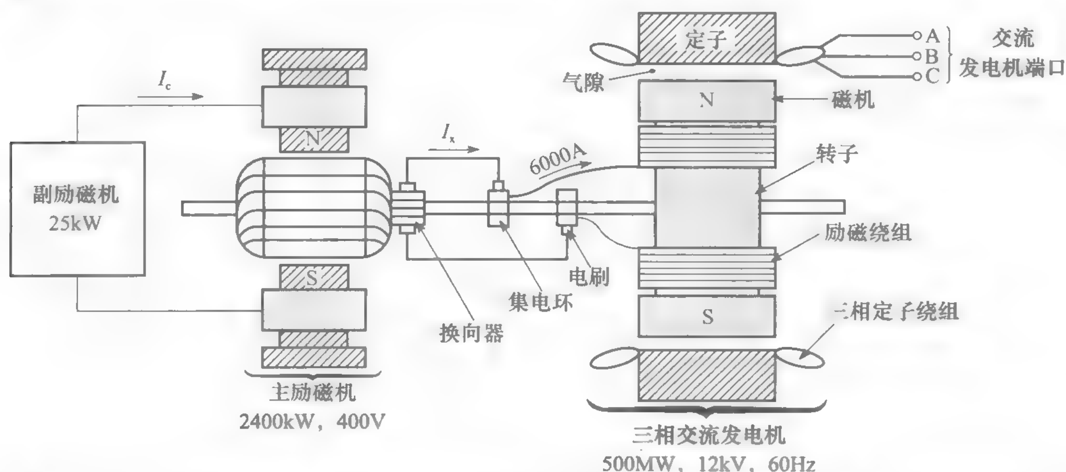


图16-1 一台典型500MW同步发电机和其2400kW直流励磁机的截面原理图。直流励磁电流 I_x(6000A)流过换向器和两个集电环。副励磁机产生的直流控制电流 I_c 控制主励磁机，从而控制 I_x

16.2 极数

同步发电机的极数取决于转速和我们希望得到的频率。例如，定子绕组连续被转子上的N和S极扫过。如果当N极扫过时产生正电势，那么当S极扫过时将相应产生负电势。因此每当一对N、S极扫过定子导体时，产生一个完整的周期的感应电势。以此类推，对于其他导体产生的感应电势有同样的规律。因此，可推导出交流电势频率是

$$f=\frac{pn}{120} \tag{16.1}$$

式中，f 为引入感应电势的频率（Hz），p 为转子极数，n 为转子转速（r/min）。

例 16-1 一台水轮机以200r/min的速度旋转，其轴连接着一台同步发电机。如果感应电势频率为60Hz，那么该转子极数为多少？

解 由式16.1，得：

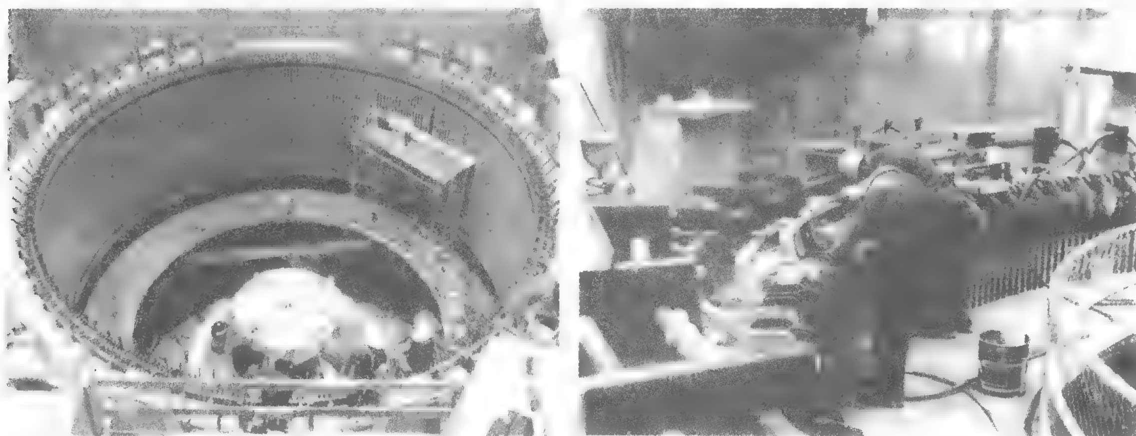
$$p=120f/n=120\times60/200=36\ \text{极数(或 18 对极数)}$$ ◀

16.3 定子的主要特性

从电学性质的角度，一台同步发电机的定子与一台三相感应电机类似。它由圆柱薄硅钢作为铁心，铁心上开有一系列槽，槽中绕有三相绕组（如图16-2、图16-3所示）。一般绕组为Y联结，并且中心点接地。Y联结优于三角形联结是因为：

1. 相电压是线电压的0.58倍。这意味着定子绕组与接地定子间只有0.58倍的线电压。因此我们能减少槽中的绝缘程度，从而增加定子绕组的导体截面积。较大的截面积可增大电流，同时增大电机的输出功率。

2. 当一台同步电机带有负载时，每相的感应电势波形将畸变，不再是正弦形。这种畸变是由于三次谐波分量造成，其频率为基波的三倍。当Y联结时，线到中性点间谐波分量在线间不再出现，因为相间的谐波互相抵消了。因此，线电压在所有负载的情况下均为正弦形。当采用三角形联结时，谐波电压不但没有减小反而增加了。因为三角形联结的封闭性将产生三次谐波环流，这样会增加 I^2R 的热损耗。

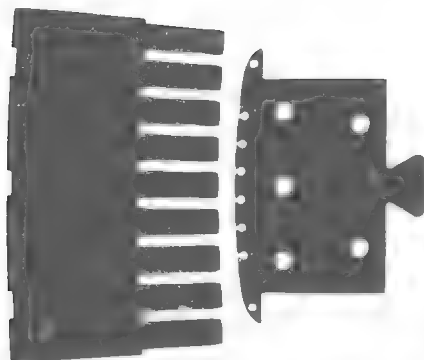


a）一台三相500MV·A，功率因数0.95，15kV，60Hz，200r/min发电机的定子。内直径：9250mm；铁心的有效轴长度为2350mm；378槽

b）连接定子极的铜棒能承受负载电流为3200A，每相的总输出电流为19 250A

图 16-2 同步发电机的定子

（图片由 Marine Industrie 提供）



c）定子由高质量表面有绝缘的齿形硅钢片（0.5mm厚）组成。槽宽22.3mm，深169mm。转子的凸极由较厚的薄钢片组成（2mm厚），因为直流励磁电流不发生变化，这些薄钢片表面没有绝缘。极宽为600mm，气隙长度为33mm。在凸极表面的8个圆洞中将穿有鼠笼绕组的导条

图 16-2（续）

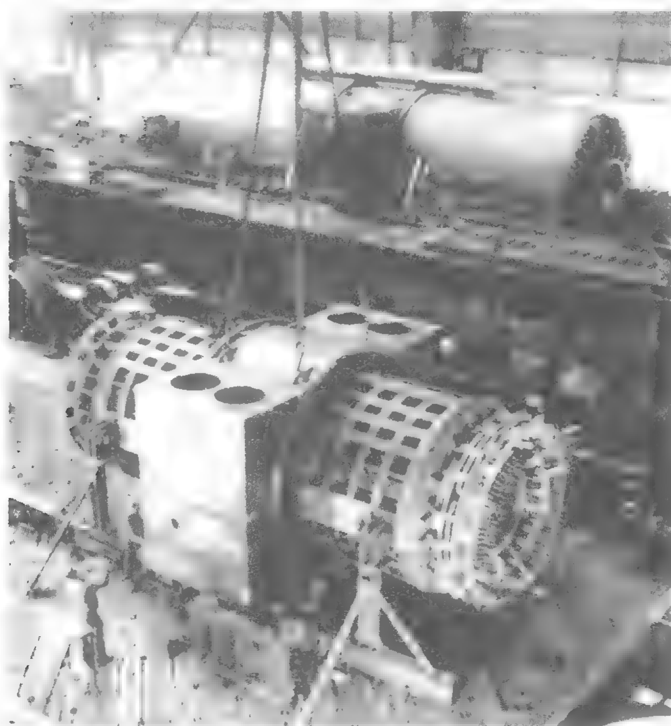


图 16-3 一台建造中的三相，722MV·A，3600r/min，19kV，60Hz汽轮发电机机的定子，绕组采用水冷。定子将被完全封装在金属套里（如图中背景所示）。金属套包含有高压氢气，从而提高冷却效果

（图片由ABB提供）

一台同步发电机的线电压由其kV·A等级决定。通常情况，功率等级越高，电压越高。通常线间电压很少超过25kV，因为增加槽绝缘将大幅增加铜导线的成本。

16.4 转子的主要特性

同步发电机有两类转子：凸极转子和隐极转子。凸极转子常常被低速的水轮机驱动，而圆柱形的隐极转子常常被高速的汽轮机驱动。

1. 凸极转子

大部分水轮机为了从水流落差中提取最大的功率，不得不以低速运行（在 50 至 300r/min 之间）。因为转子直接与水轮相连接，并且频率恒定为 50Hz 或 60Hz，所以转子上的磁极数量较多。为了给磁极安装提供足够多的位置，低速转子直径一般较大，凸极被安装在一个较大的圆形钢框架上，然后固定在旋转的垂直转轴上（如图 16-4 所示）。为了确保良好的冷却效果，磁场中励磁线圈由裸露的铜条组成，它们互相被云母片隔离（如图 16-5 所示）。线圈串联在一起，相邻极的极性相反。

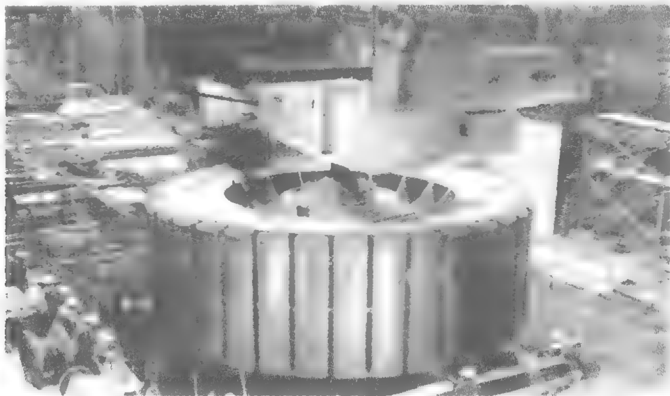


图 16-4　36 极转子正在被安装到图 16-2 所示定子中。由一台 330V 的电子整流器提供 2400A 的直流励磁电流。其他细节：质量：600t；转动惯量：4140t·m²；气隙：33mm
（图片由 Marine Industrie 提供）

另外，对于恒定磁场中的绕组，我们常常采用笼型绕组嵌入极的表面（如图 16-6 所示）。在一般情况下，这些绕组不产生任何感应电流，因为转子是以同步转速旋转。但当发电机上的负载突变时，转子的转速将发生变化，使得转速一会低于同步转速，一会高于同步转速。这将在笼型绕组中产生感应电势，从而引起较大的感应电流，感应电流与定子磁场互相作用，产生的电磁力将减低转子的振动。因为这个笼型绕组有时也称为减振绕组。



图 16-5　一台 250MV·A 凸极发电机的转子绕组，由 18 匝裸铜棒（89mm 宽、9mm 厚）组成



图 16-6　250MV·A 发电机的凸极上有 12 个槽，槽中将装有笼型绕组

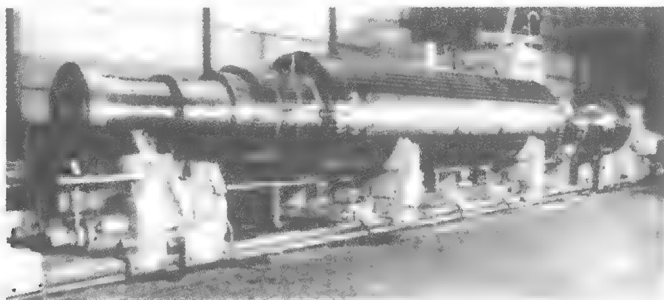
当发生负载不平衡引起的线电流不平衡时，减振绕组也能维持三相线电压的平衡。

2. 圆柱形隐极转子

众所周知，高速汽轮机比低速水轮机体积更小并且效率更高。高速同步发电机的情况也是如此。因为要产生特定的频率，所以不能使用少于两个极的电机，这就限制了可能的最大转速。在一个60Hz的系统中，最大转速为3600r/min，其次为四极电机1800r/min。因此这些汽轮发电机往往采用2极或者4极。

汽轮发电机的转子是一长圆柱形固体钢材料，表面分布一系列纵向槽（如图16-7所示）。同心的励磁线圈紧紧地嵌入槽中，并且被高强度端环卡住，从而产生N、S极。

高速的转动将引起强大的离心力，从而限制了转子的直径。如果某转子以3600r/min转动，转子最大直径不能超过1.2m。另一方面，为了制造1000MV·A至1500MV·A功率的发电机，转子的体积必须更大。这样就使得高输出功率、高转速的转子不得不十分长。



a）一台额定值为1530MV·A、1500r/min、27kV、50Hz的三相汽轮发电机转子。轴表面纵向分布40槽，槽内放置直流励磁绕组。有效轴向磁极长度：7490mm；直径：1800mm（图片由Allis-Chalmers电力系统Inc.，West Allis，Wisconsin提供）



b）带有四极直流绕组的转子。总质量：204t；转动惯量：85t·m²；空气隙：120mm。11.2kA的直流励磁电流由一台连在主轴末端的600V直流无刷励磁机提供（图片由Allis-Chalmers电力系统Inc.，West Allis，Wisconsin提供）

图16-7 汽轮发电机转子

16.5 励磁与励磁装置

一台大型同步发电机的直流励磁部分是电机整体设计的主要组成部分。励磁磁场不仅要确保稳定的交流端电压，而且要能够响应突然的负载变化来维持系统的稳定性。响应的快慢是励磁重要的特性之一。为了得到这些特性，通常采用两台直流发电机：主励磁机和副励磁机。也采用不包含任何转动部分的静态励磁装置。

主励磁机通过电刷和集电环将励磁电流送入同步发电机。在通常情况下，励磁电压在125V与600V之间，它可以通过副励磁机电流 I_c 产生的变化信号来进行人工或自动调整（如图 16-1 所示）。

主励磁器的功率等级取决于同步发电机的容量。比如说，激励 1000kV·A 的交流发电机需要 25kW 的励磁器（2.5%发电机容量），同样激励 500MW 的交流发电机需要 2500kW（0.5%发电机容量）的励磁器。

在通常情况下，励磁装置会自动调节，它对负载的变化反应，以便维持恒定的交流线电压或是控制无功功率流入电网系统。系统中较严重的干扰将在交流发电机的终端产生较大的电压降，励磁器必须快速反应以维持交流电压避免其下降。例如，励磁电压有时必须在短短的 300 至 400 微秒的时间内上升到原来的 2 倍。考虑到励磁器的功率可能是几千千瓦，因此这将是非常快的反应。

16.6 无刷励磁

由于电刷的磨损和碳末，需要经常清洗、维修、更换传统直流励磁系统的电刷、集电环和换向器。为了解决这一问题，无刷励磁系统被研发出来。这样的系统包含一个三相恒定磁场发电机，其交流输出被一组整流器整流。整流器的直流输出为同步发电机的磁场提供电流（如图 16-8 所示）。

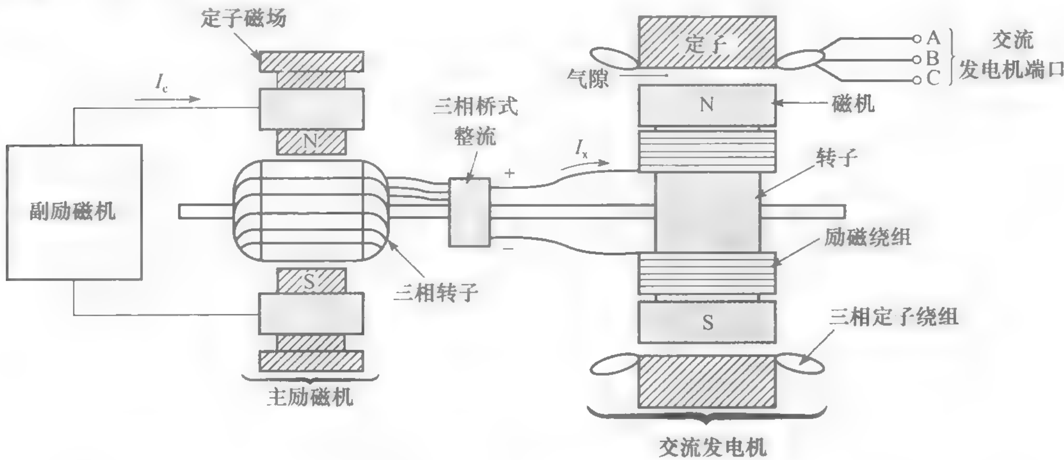


图 16-8 典型无刷励磁系统

交流励磁机的电枢和整流器都安装在主轴上与同步交流发电机同时转动。比较图 16-8 和图 16-1 中的励磁系统，可以发现除了用三相整流器代替换向器、集电环、电刷外，两者是等效的。换句话说，换向器（好比机械整流器）被电子整流器代替，这样就不再需要电刷和集电环。

副励磁机的直流控制电流 I_c 将调节主励磁机输出电流 I_x，就好比传统的直流励磁机。主励磁机的频率通常是同步发电机频率（60Hz）的 2～3 倍。通过采用比同步发电机还要多的磁极来增加频率。图 16-9 所示为一个典型无刷直流励磁机的转动部分。不包含任何转动部分的静态励磁器也被采用。

16.7 影响同步发电机大小的因素

电力公司对发电机的效率十分关注。例如，一座 1000MW 的发电站的效率提高仅仅 1%，这就意味着每天将节省几千美元。如此看来，发电机的大小尤其重要，因为随着功

率的提升，发电机的效率也将提高。例如，一个小型 1kW 的同步发电机效率为 50%，那么同类似的 10MW 的大型发电机的效率将达到 90%。这种随着尺寸增加，效率会提升是 1000MW以上同步发电机效率高达 99%的主要原因。

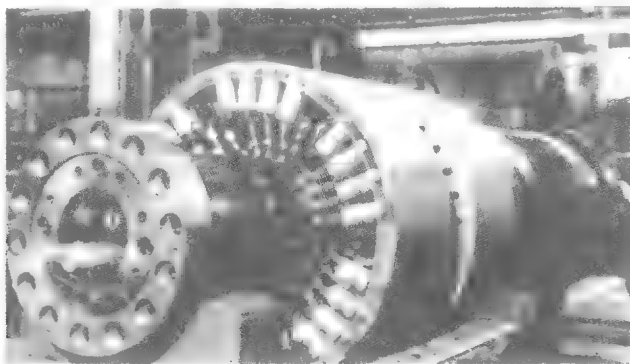


图 16-9　这台无刷励磁器提供图 16-7 所示转子的直流电流。励磁器包括一台 7000kV · A 的发电机和两套二极管装置。每套装置分别连接在正、负极上，被封闭在装在轴上的圆形环内，如图所示。交流励磁器在右侧。两圆形的导体从轴的中心穿过，为 1530MV · A 的发电机提供励磁电流

（图片由 Allis-Chalmers 电力系统 Inc.，West Allis，Wisconsin 提供）

另一个大型电机的优势在于随着功率的增加，每千克的功率输出也将随之增加。例如，如果一台 1kW 的发电机重 20kg（即 1000W/20kg=50W/kg），一台同样结构的 10MW 的发电机仅仅重 20 000kg，即 500W/kg。从功率的角度出发，大型电机相对来说比小型电机更加轻。因此它们更加便宜。本章 16.24 节将说明效率和每千克输出功率随电机大小增加的具体原因。

因此无论站在何种角度，大型电机都具有优于小型电机的特性。然而，电机体积的增加，严重的冷却问题也随之产生。实际中，大型电机由于其固有特性，产生的单位表面积功率损耗（W/m^2）高，因此会产生过热量。为了防止过高的温升，必须设计有效的冷却系统，功率越高这个问题越需要被考虑。例如，一个循环空冷却系统适合功率等级低于 50MW 的同步发电机，但发电机容量为 50MW～300MW 时，则要采用氢冷却器。1000MW 超大发电机应使用中空的水冷导体。最终，冷却系统增加的费用超过了其他节省的费用，这就是发电机容量的上限。

总而言之，大型交流发电机的发展主要取决于复杂冷却技术的发展（如图 16-10 和图 16-11 所示）。其他的技术突破，例如更好的材料和新型绕组，也在早期电机设计的修正中起到重要的作用（如图 16-12 所示）。

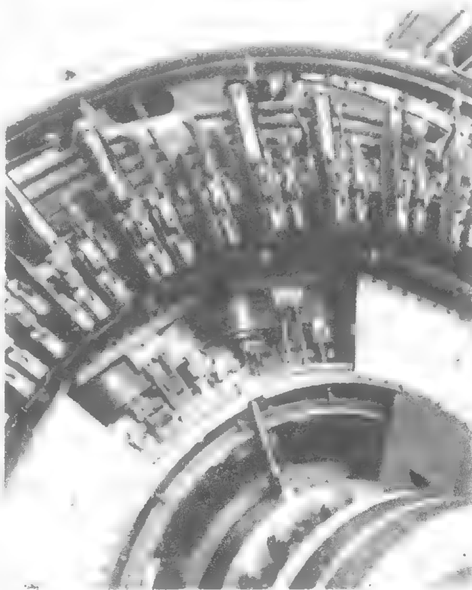


图 16-10　一台额定值 87MV · A、428r/min，50Hz 的三相凸极发电机的局部图。定子和转子均为水冷。纯净水的电阻率高，通过绝缘塑料管使水与电机的活动部件直接接触

（图片由 ABB 提供）



图 16-11 Concord飞行器需要的电能由四台三相发电机提供，其额定值为 60kV·A、200/115V、12 000r/min、400Hz。每台发电机由液压马达驱动，该马达仅吸收少部分由涡轮机产生的能量。从液压马达流出的流体用来对发电机进行冷却，然后循环使用。发电机本身的重量仅仅有 54.5kg

（图片由 Air France 提供）

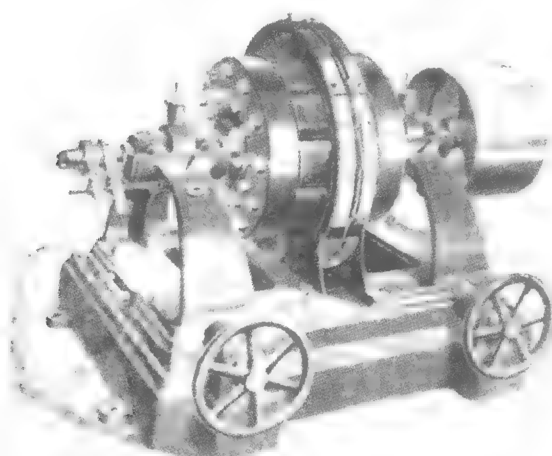


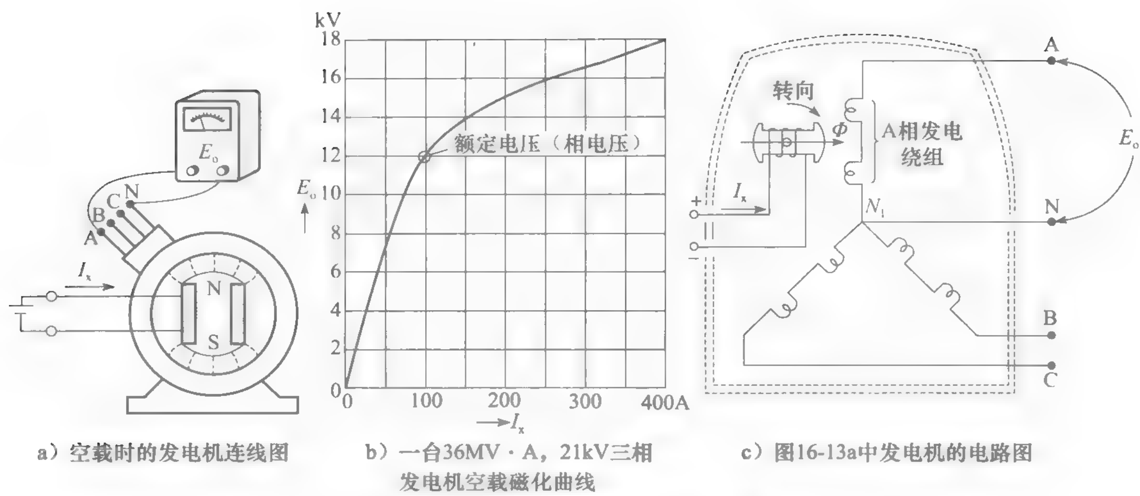
图 16-12 1888 年在北美的第一台旋转磁场发电机。它被用在一个 1000 盏灯的街道照明系统中。交流发电机由 1 台 1100r/min 的蒸汽机驱动，其额定输出为 2000V、30A、110Hz。重为 2320kg，即 26W/kg。一台现代等速度等功率的发电机大约为 140W/kg，占地面积仅为三分之一

考虑到速度，低速发电机体积常常比同功率的高速发电机要大。大型的低速电机简化了冷却问题，一套装有热转换器的空气冷却系统，能满足电机冷却要求。例如，大型低速 500MV·A、200r/min 同步发电机安装在典型的水力发电厂仅需要空气冷却，而更小的高速电机 500MV·A、1800r/min 单元安装在火力发电厂则需要采用氢冷却。

16.8 空载磁化曲线

图 16-13a 所示为两极同步发电机工作在空载情况下，它由一个恒速的涡轮机带动（图中没有画出）。从三相Y联结的定子的线头引出至 A、B、C、N 终端，同时一个可变的励磁电流 I_x 产生气隙磁场。

逐渐增加励磁电流，同时观察终端 A 与 N 之间的交流电压 E_o。当 I_x 较小时，电压与励磁电流几乎成线性增长。然而，当铁心开始饱和时，电压的增加量大大小于励磁电流 I_x 的增加量。E_o 与 I_x 的曲线即为空载情况下的同步发电机磁化曲线。它与直流发电机相似（见 4.13 节）。



a）空载时的发电机连线图　　b）一台36MV·A，21kV三相发电机空载磁化曲线　　c）图16-13a中发电机的电路图

图16-13　同步发电机的空载磁化曲线

图16-13b所示为一台36MW、三相发电机的空载磁化曲线，其相电压标称值为12kV。当电压上升到9kV时，电压仍然与电流的增加成线性关系，但是接下来铁心开始饱和。因此100A的励磁电流可以产生12kV的输出电压，但是如果电流翻倍，电压仅仅增加到15kV。

图16-13c所示为发电机的原理图，其中有旋转的转子和定子的三相。

16.9　同步电抗——交流发电机等效电路

一台三相同步发电机，其三个出线端带有三相平衡负载（见图16-14）。发电机被一个涡轮机带动（图中未画出），励磁电流为 I_x。电机与负载都是Y联结，如图16-15所示。虽然中性点 N_1、N_2 没有相连，但是它们具有相同的电势，因为负载是平衡的。因此，可以将它们连接起来（如图中短虚线所示），而不会引起电路中任何电压、电流的变化。

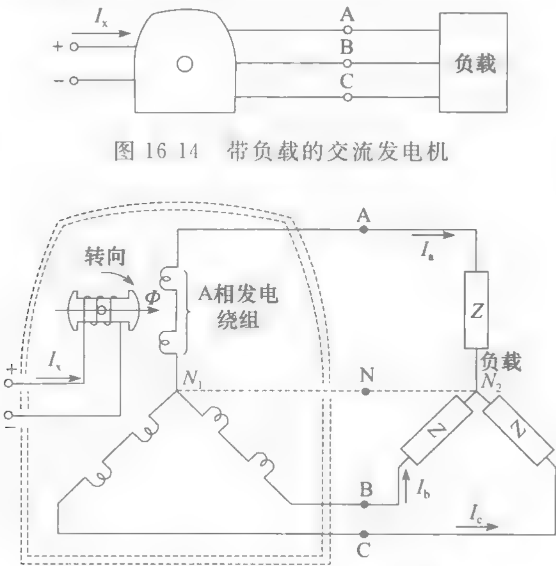


图16-14　带负载的交流发电机

图16-15　对应图16-14的电路图

励磁电流将产生磁通 Φ，当磁场旋转时，磁通在定子中产生三相相等的电压 E_o，其相位差为 120°（如图 16-16 所示）。

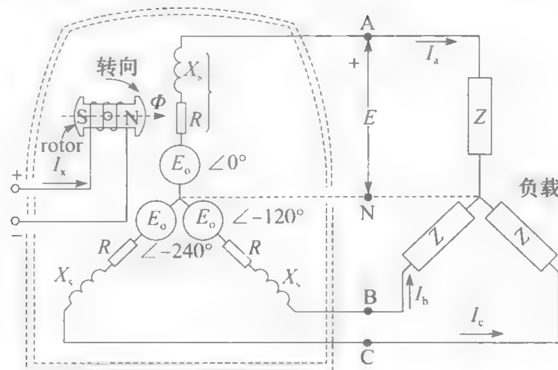


图 16-16　三相发电机中的电压与阻抗及负载

每相定子绕组都具有电阻 R 和一个固定的电感 L。因为这是一台交流电机，因此感抗可以认为是电抗 X_s，如下式：

$$X_s = 2\pi f L$$

其中，X_s 为每相的同步电抗（Ω）；f 为发电机的频率（Hz）；L 为每相定子绕组的电抗（H）。

同步发电机的电抗是一个内阻抗，就像内阻 R 一样。阻抗既不能被看到也不能被触摸到，但它确实是存在的。X_s 的数值通常为 10～100 倍电阻 R 的数值，因此，可以忽略电阻，除非对效率和热效应感兴趣。

为简化图 16-16 所示的原理图，仅画出定子的其中一相，原理上其他两相是等效的，只是相应电压、电流、相位互差 120°。如果忽略绕组的电阻，可以获得如图 16-17 所示的非常简单的电路。一台同步发电机因此可以被一个由感应电势 E_o 和电抗 X_s 串联而成的等效电路。

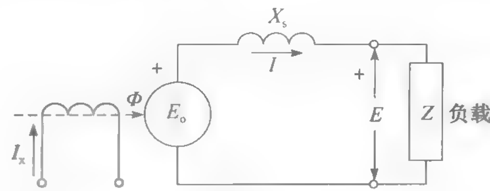


图 16-17　三相发电机其中一相的等效电路图

在这个电路中，感应电流 I_x 产生的磁通感生了内部电势 E_o。已知同步电抗，发电机的端电压 E 由感应电势 E_o 与负载 Z 决定。上述 E_o 与 E 是相电压，I 是线电流。

16.10　X_s 的测量

可通过开路和短路实验来测定 X_s 的未饱和值。

在开路实验中，发电机运行在额定转速，增加励磁电流，直到线电压达到额定值。记录相关的励磁电流 I_{xn} 与线电压 E_n。

励磁电流降到零，同时将定子 3 个出线端短路。在发电机运行在额定转速的情况下，励磁电流逐渐增加到它的原始值 I_{xn}。

记录定子中的短路电流 I_{sc}，则 X_s 可以用如下表达式被计算出来：

$$X_s = E_n / I_{sc} \tag{16.2}$$

其中，X_s 为每相同步阻抗（Ω）；E_n 为额定开路相电压（V）；I_{sc} 为每相短路电流，I_{sc} 为每相短路电流［A］，测试时励磁电流与产生 E_n 所需的励磁电流 I_{xn} 相同。

同步电抗是不连续的，但是会随着饱和的程度而改变。当铁心极度饱和时，X_s 仅为不饱和值的一半。尽管其值的范围较大，通常将其不饱和值作为 X_s，因为在大多数情况下该值已足够精确。

例 16-2 一台三相同步发电机产生开路线电压为 6928V，此时直流励磁电流为 50A。然后将交流终端短路，测得三个线电流均是 800A。

a. 计算每相同步电抗；

b. 如果负载为 3 个 12Ω Y联结的电阻，计算端电压。

解 a. 感应相电势

$$E_o = E_L/\sqrt{3} = 6928/\sqrt{3} = 4000\text{V}$$

当电机端部短路时，电流仅由同步电抗限制，因此，

$$X_s = E_o/I = 4000/800 = 5\Omega$$

每相的同步阻抗为 5Ω。

b. 每相等效电路如图 16-18a 所示。

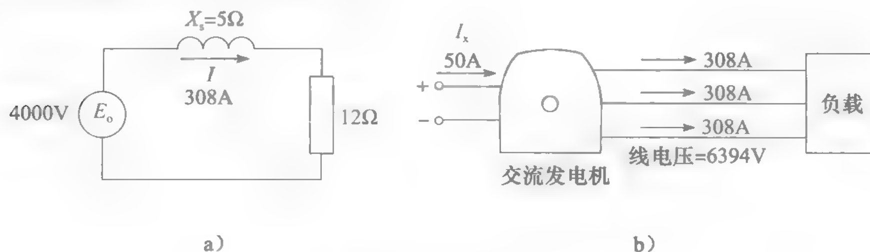


图 16-18　例 16-2 图

电路的总阻抗为

$$Z = \sqrt{R^2 + X_s^2} = \sqrt{12^2 + 5^2} = 13\Omega$$

电流为

$$I = E_o/Z = 4000/13 = 308\text{A}$$

负载上的电压为

$$E = IR = 308 \times 12 = 3696\text{V}$$

则带载时的线电压为

$$E_L = \sqrt{3}E = \sqrt{3} \times 3696 = 6402\text{V}$$

图 16-18b 中的原理图形象地反映了实际电路中的情况。◀

16.11　阻抗基值与 X_s 标幺值

在使用单位系统时，需先选定基准电压和基准功率。在同步发电机中，采用额定相电压作为基准电压 E_B，每相额定功率作为基准功率。因此阻抗的基值计算如下：

$$Z_B = \frac{E_B^2}{S_B} \tag{16.3}$$

式中，Z_B 为发电机每相阻抗基值（Ω）；E_B 为相电压基值（V）；S_B 为每相功率基值（V·A）。

阻抗基值常被用作电机中其他阻抗的一个基准参考值。因此，同步阻抗也可以表示为以 Z_B 为基准的标幺值。通常 X_s(pu) 在 0.8 与 2 之间，由电机的设计决定。

例 16-3 一台30MV·A、15kV、60Hz的交流发电机，其交流电抗的标幺值为1.2，阻抗的标幺值为0.02。求：

a. 发电机的电压基值、功率基值、阻抗基值；

b. 同步电抗的实际值；

c. 每相绕组电阻的实际值；

d. 满载时的总铜耗。

解 a. 发电机的电压基值是

$$E_B = E_L/\sqrt{3} = 15\,000/\sqrt{3} = 8660\text{V}$$

功率基值是

$$S_B = 30\text{MV}\cdot\text{A}/3 = 10\text{MV}\cdot\text{A} = 10^7\text{V}\cdot\text{A}$$

阻抗基值是

$$Z_B \doteq E_B{}^2/S_B = 8660^2/10^7 = 7.5\Omega$$

b. 交流电抗的实际值是

$$X_s = X_s(\text{pu}) \times Z_B = 1.2Z_B = 1.2 \times 7.5 = 9\Omega$$

c. 每相绕组的实际值是

$$R = R(\text{pu}) \times Z_B = 0.02Z_B = 0.02 \times 7.5 = 0.15\Omega$$

注意，所有的阻抗值均为每相的值。

d. 满负载的总铜耗是

$$P(\text{pu}) = I^2(\text{pu}) \times R(\text{pu}) = 1^2 \times 0.02 = 0.02$$

注意，满负载时电流的标幺值为1

三相的总铜耗为

$$P = 0.02S_B = 0.02 \times 30 = 0.6\text{MW} = 600\text{kW}$$ ◀

16.12 短路比

除了采用标幺值来表述同步电抗外，有时也使用短路比的概念。短路比是指开路时可以产生额定电枢端电压 E_B 的励磁电流 I_{x1} 与短路时能够产生额定电流 I_B 的励磁电流 I_{x2} 之比。短路比正好是式（16.2）中 X_s 的倒数。因此同步阻抗的标幺值是1.2，那么短路比为1/1.2或者0.833。

16.13 带载运行时的同步发电机

一台同步发电机的特性取决于负载的情况。有多种负载的情况，但是总的来说可归为两种最基本的情况：

1. 由单个发电机供能的孤立负载
2. 无穷大系统

先从孤立负载开始研究，并在16.16节继续讨论无穷大系统。

三相发电机带有一滞后功率因素的负载，图16-19所示代表了一相的等效电路。为了画出该电路的相量图，列出以下条件：

1. 电流 I 滞后端电压 E 角度为 θ；
2. $\cos\theta$ 为负载的功率因数；
3. 同步电抗上的电压 E_x 超前电流 I 90°。其值为 $E_x = \text{j}IX_s$；
4. 磁通产生的电压 E_o 为 E 与 E_x 的相量和；
5. 同步发电机绕组中的电压 E_o 与 E_x 无法被直接测量；
6. 直流励磁电流 I_x 产生磁通。

所得相量图如图16-20所示，其中E_o超前E为δ角度。另外，电机内部产生的电势比端电压大。

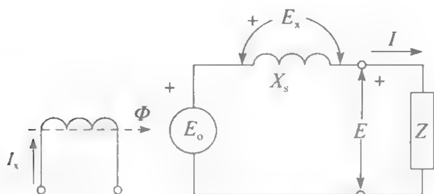


图16-19　一台发电机在带载时的等效电路图

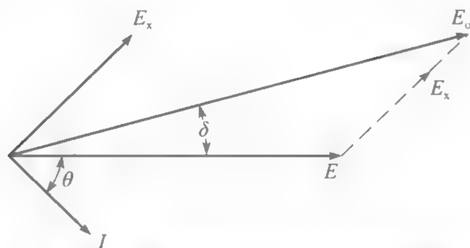


图16-20　负载为滞后功率因数的相量图

有些情况下，负载是容性的，以至电流领先于端电压δ角度。这对相量图有什么影响呢？答案如图16-21所示。同步电抗上的电压E_x仍然领先电流90°，E_o仍为E与E_x的相量和，而端电压此时比感应电势E_o大。实际上，感抗X_s与容性负载产生部分共振，较高的端电压并不产生更多的能量。

如果负载是完全容性的，只需要一个较小的励磁电流就可以产生一个很高的端电压，而这种情况是不希望得到的。

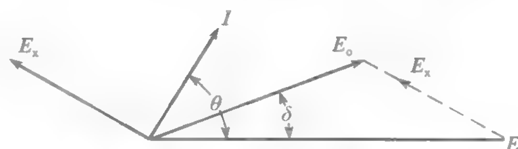


图16-21　负载为超前功率因数时的相量图

例16-4　一台36MV·A、20.8kV的三相交流发电机，其同步电抗为9Ω，电流基准值为1kA。空载磁化曲线（E_o与I_x关系）如图16-13b所示。如果通过励磁电流的调整，使端电压始终维持在21kV。计算所需的励磁电流并画出以下各情况的相量图：

a. 空载；

b. 36MW阻性负载；

c. 12Mvar容性负载。

解　将电路简化为一相电路来分析，在任何情况下，每相端电压均为

$$E = 20.8/\sqrt{3} = 12\text{kV}$$

a. 空载时，同步电抗上没有电压降，因此

$$E_o = E = 12\text{kV}$$

由图16-13b知，励磁电流为：

$$I_x = 100$$

相量图如图16-22a所示。

b. 每相功率为

$$P = 36/3 = 12\text{MW}$$

满载时的线电流为

$$I = P/E = 12 \times 10^6/12\,000 = 1000\text{A}$$

电流与每相端电压是同步的。因此X_s上的电压是

$$E_x = \text{j}IX_s = \text{j}1000 \times 9 = 9\text{kV}\angle 90°$$

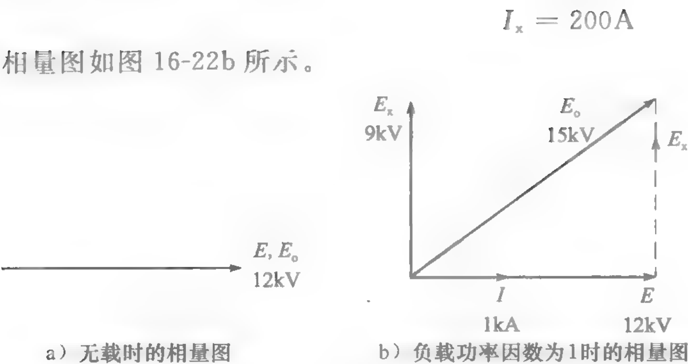
电压E_x是超前电流I 90°；电压E_o由I_x产生，是E_x与E的相量和，由相量图，可得其值为

$$E_o = \sqrt{E^2 + E_x^2} = \sqrt{12^2 + 9^2} = 15\text{kV}$$

由图16-13b知：所需的励磁电流为

$$I_x = 200\text{A}$$

相量图如图 16-22b 所示。



I
333A
Eₓ
3kV
E₀
9kV
E
12kV

a）无载时的相量图　　b）负载功率因数为1时的相量图　　c）容性负载时的相量图

图 16-22　例 16-4 图

c. 带有 12Mvar 的容性负载：

每相的无功功率为

$$Q = 12/3 = 4\text{Mvar}$$

线电流为

$$I = Q/E = 4 \times 10^6 / 12\,000 = 333\text{A}$$

X_s 上的电压为

$$E_x = \text{j}IX_s = \text{j}333 \times 9 = 3\text{kV}\angle 90^\circ$$

即 E_x 超前 I 90°（如图 16-22c 所示）。

由 I_x 产生的电压 E_o 是 E_x 与 E 的相量和

$$E_o = E + E_x = 12 + (-3) = 9\text{kV}$$

则相关的励磁电流为

$$I_x = 70\text{A}\quad（如图 16\text{-}13b 所示）$$

注意到 E_o 比端电压 E 小。此时的相量图如图 16-22c 所示。◀

16.14　调节曲线

当同步发电机带有可变负载时，需要知道电机端电压 E 随负载电流 I 变化的曲线。端电压 E 与电流 I 的关系曲线称之为调节曲线。调节曲线是在励磁固定且负载功率因素一定时作出的。

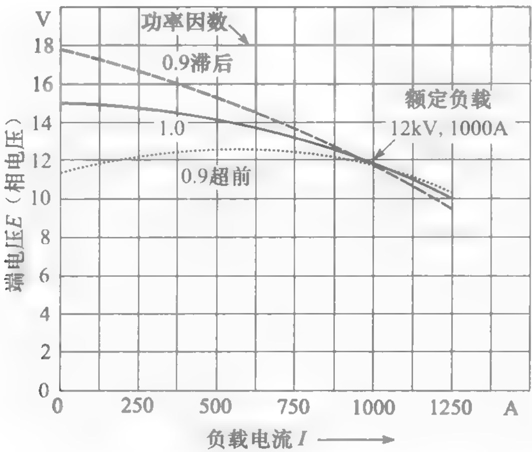


图 16-23　一台同步发电机在三种不同功率因素负载下的调节曲线

图 16-23 是例 16-4 中讨论的 36MV·A、21kV 的三相交流发电机的调节曲线。图中

曲线分别对应功率因素为1、0.9滞后和0.9超前的负载。这些曲线均用例16-4中的方式得到，只是E_0保持不变，而不是E不变。在例16-4的三种情况下，三者的额定工作点（相电压12kV，线电流1000A）相同，E_0按此要求调整。

在空载与满载之间电压的变化用额定端电压的百分比来描述。电压调整率为

$$\%\text{电压调整率} = \frac{E_{NL} - E_B}{E_B} \times 100$$

其中，E_{NL}空载电压（V），E_B为额定电压（V）。

例16-5 计算图16-23中单位功率因素曲线中的电压调整率。

解 满载时额定相电压为

$$E_B = 12\text{kV}$$

空载时额定端电压为

$$E_{NL} = 15\text{kV}$$

则电压调整率为

$$\%\text{电压调整率} = \frac{E_{NL} - E_B}{E_B} \times 100\% = \frac{15 - 12}{12} \times 100\% = 25\%$$

可以发现同步发电机的电压调整率比直流发电机的大，其原因是同步发电机具有较大的同步电抗。◀

16.15 发电机的同步

经常会出现两台或更多台发电机并联运行为一个负载供电。例如，一个大型系统白天出现用电高峰时，多台发电机陆续并网供电。过后，当用电需求下降时，被选择的某几台发电机将陆续脱离电网，直到接下来的一天新的用电高峰再次到来。因此依据用户的需求，同步发电机为时而连接时而断开大电网。该电网称为无穷大母线，它包含了许多必要并联运行的发电机时，电网的电压和频率保持不变。

在将发电机和无穷大母线相连时（或与其他发电机并联），必须先实现同步。一台发电机被称为同步必须满足下面的条件：

1. 发电机频率等于系统频率；
2. 发电机电压等于系统电压；
3. 发电机电压与系统电压同相位；
4. 发电机的相序也与系统相同。

为了使一台同步发电机与系统同步，我们需要进行以下步骤：

1. 调节涡轮机的转速调节器使发电机的频率接近系统的频率。

2. 调整励磁使发电机的电压E_0与系统电压E相等。

3. 用如图16-24所示的同步观测仪，观察E_0与E之间的角度。这台装置带有一个指针，它能连续指向两电压之间的相角，从0°到360°。尽管不显示具体度数，但是有一个零刻度，可以指示电压是否同步。交流发电机同步过程中，指针将缓慢地旋转，随时跟踪同步发电机与系统电压之间的角度。如果发电机频率略高于系统频率，指针将顺时针旋转，表示发电机有

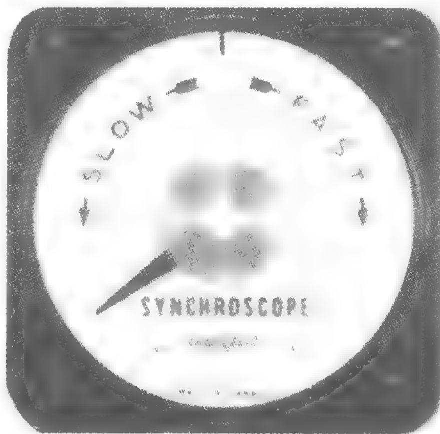


图16-24 同步观测仪
（图片由Lab-Volt提供）

频率高于系统频率的趋势；相反，当发电机的频率略低时，指针将逆时针旋转。精确调整涡轮机调节器，以便指针缓慢地在表盘上移动。最后，观测发电机的电压是否与系统的电压相等，相等后，在指针指向零标志处，发电机与电网并联条件达到。

4. 线路开关闭合，将发电机与系统并联。

在现代的发电站中，同步常常自动完成。

16.16 无穷大母线上的同步发电机

通常很少只将两台发电机并联运行，除非在如图 16-25 所示的海上钻井平台等孤立区域。如前所述，绝大多数情况是将一台同步发电机与已经连有多台同步发电机的无穷大系统并联。

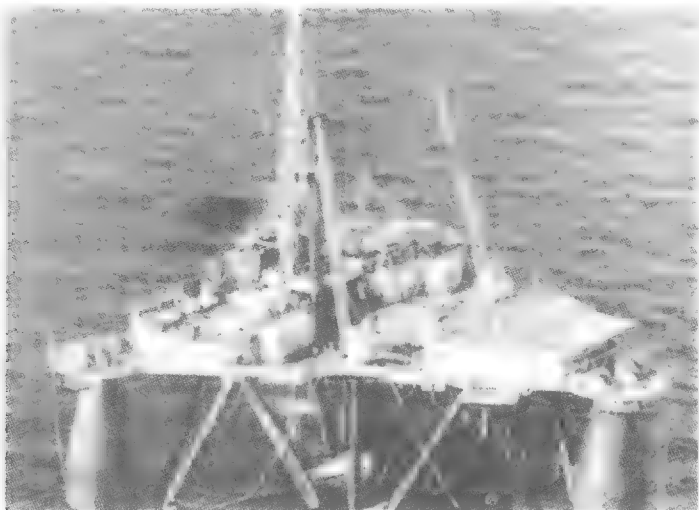


图 16-25 漂浮式钻井平台自己提供所需的能量。四台内燃机驱动的额定值分别为 1200kV・A，440V，900r/min，60Hz 的发电机提供所有所需的电能。虽然产生与传输的是交流电，但是所有的电动机均是晶闸管控制的直流电动机

（图片由 Siemens 提供）

一个无穷大电网是一个能量特别大的系统，连接在电网上的其他装置的电压和频率都与它相同。一台同步发电机连接在一个大系统（无限大母线）上，就成为具有成百台发电机的电网系统的一部分，将给成千上万的负载输送能量。因此不可能确定这台发电机上的负载类型（大或小，阻性或容性）。那么什么将决定发电机输出的能量呢？而发电机的端电压和频率是固定的，只有两个变量可调节：

1. 励磁电流 I_x；

2. 涡轮机输出的机械转矩。

下面分析这两个量的改变是怎样影响着电机的性能的。

16.17 无限大母线——励磁电流变化的影响

使发电机同步并接入无限大母线后，感应电势 E_o 等于且与系统的电压同相位（如图 16-26a所示）。这时同步感抗上没有电压，因此负载电流 I 为零。尽管发电机接在系统上，但是它不传递任何功率。

如果继续增加励磁电流，电压 E_o 将要增加，同步阻抗 X_s 上将有电压降 E_x 为：

$$E_x = E_o - E$$

电路中的电流 I 为：

$$I=(E_o-E)/X_s$$

因为同步阻抗是感性的，因此电流将滞后电压 E_x 90°（如图 16-26b 所示）。电流将滞后 E 90°，也就是说系统对于发电机好像是一个感性负载。因此，当一台同步发电机过励磁时，它向系统提供无功功率。直流励磁电流的增加使得发电机的无功功率增加。因此，增加励磁不可能使一台发电机输出有功功率。

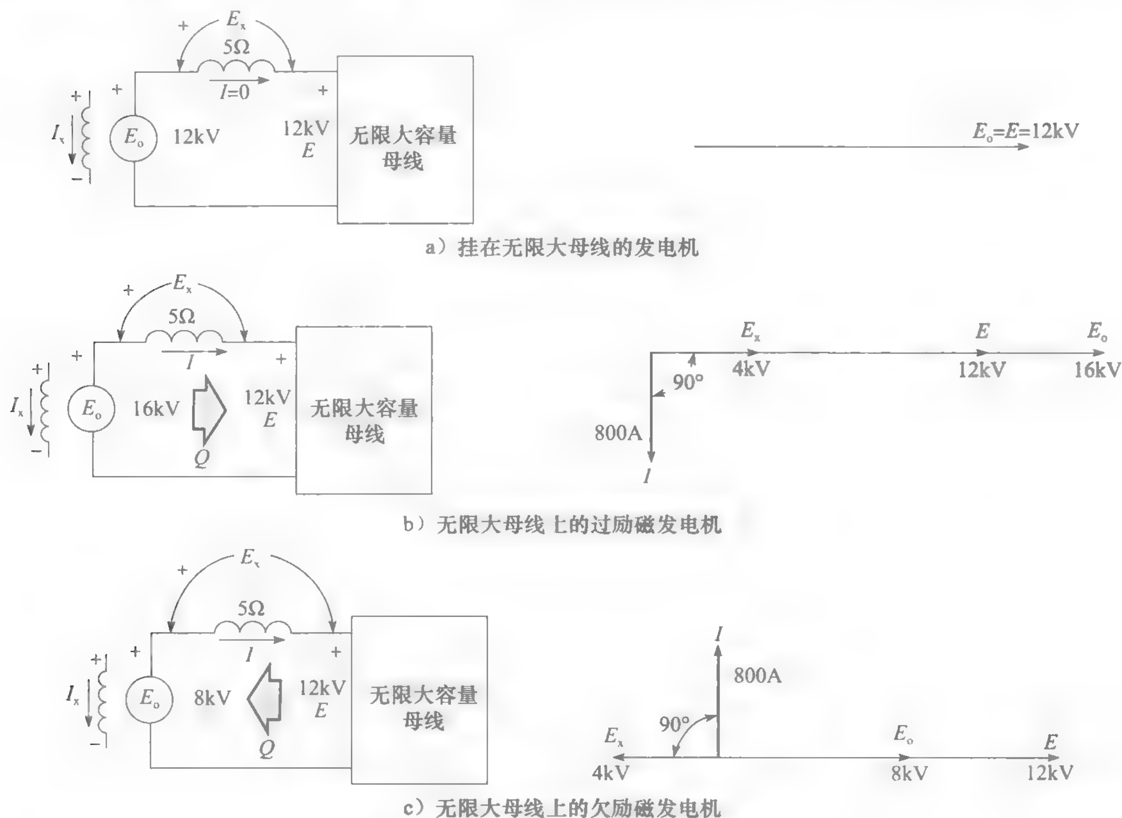


图 16-26　励磁电流变化对发电机的影响

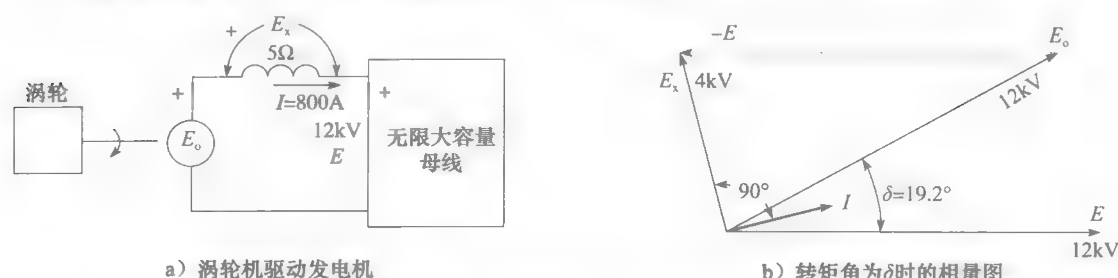
减少励磁电流使 E_o 小于 E。因此，相量 $E_x=E_o-E$，为负值，因此方向指向左边（如图 16-26c 所示）。电流 $I=E_x-X_s$，且滞后 E_x 90°，因此电流超前 E 90°，这意味着系统对于发电机好像是一个容性负载。因此，当发电机欠励磁时，它将吸收系统的无功功率。这部分无功功率产生电机所需的部分磁场，剩余的部分则由励磁电流提供。

16.18　无限大母线——机械转矩变化的影响

考虑同步电机挂在线上的状态，此时 E_o 与 E 相等且同相。如果打开驱动发电机涡轮机的蒸汽阀门，机械转矩将立刻增加（如图 16-27a 所示），转速增加，因此 E_o 将比以前更快地获得最大值，那么 E_o 的相量将超前相量 E 一个 δ 角度。虽然电压有同样的值，但相位差将在同步电抗上产生压降 $E_x=E_o-E$（如图 16-27b 所示）。

电路中有电流 I 流通（仍然落后 E_x90°），相位几乎与 E 同相。此时发电机向系统输出有功功率。在涡轮机的拖动下，转子继续加速，角度将继续增加，输送到系统的电能也随之增加。然而，一旦向系统输送的电能与涡轮机提供的机械能相等，转子将停止加速。发电机再次运行在同步速，转矩角 δ 保持恒定。

重要的是了解两个幅值相等，相位不同时电压存在电势差。如图 16-27 所示，尽管 E_o 与 E 的幅值均是 12kV，两者之间存在 4kV 的电势差。



a）涡轮机驱动发电机　　b）转矩角为δ时的相量图

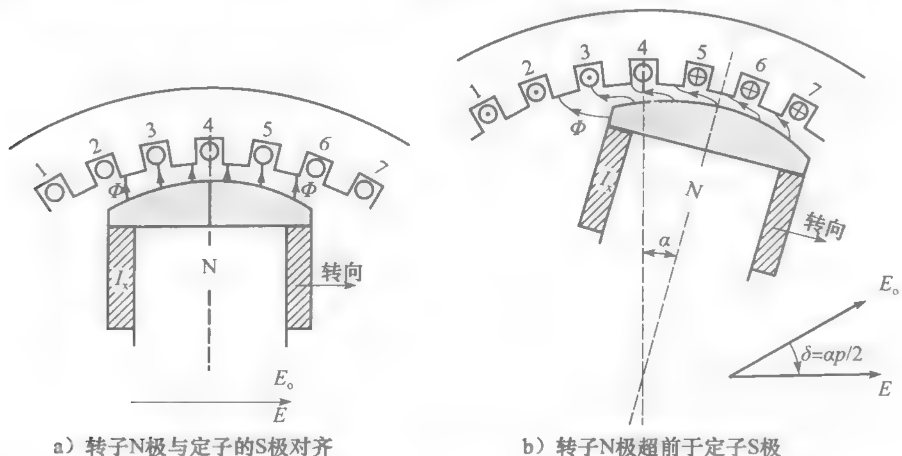
图 16-27　涡轮机输出变化对发电机的影响

16.19　交流发电机特性的物理解释

如图 16-27b 中相量图所示，当 E_o 与 E 之间的相量角增大时，E_x 的值将增加，I 的值同时增加。较大的电流意味着发电机提供的有功功率也将增加。为了理解相量图的物理意义，应该研究电机里电流、磁通、磁极位置。

当三相电流在发电机定子中流动时，它们将产生一个旋转磁场，和感应电机中的情况一样。在同步发电机中，这个磁场以同步转速旋转着，且与转子的转向相同。另外，转子和定子的极数相同。因此，转子和定子各自产生的磁场是互相静止的。依据定子磁极与转子磁极的相对位置，它们之间会产生吸引力和排斥力。当发电机挂在电网上时，定子中的电流为零，因此没有力的作用。仅仅有转子产生的磁通，它将产生感应电势 E_o（如图 16-28a所示）。

将机械转矩施加到发电机上（通过加更多的蒸汽到汽轮机中实现），转子转速增加，与原来相比较，逐渐使 E_o 超过 E 一个机械角度 α（如图 16-28b 所示）。由于感应电势 E_o 和端电压 E 之间存在电角度 δ，定子流通电流，并产生旋转磁场，同时生成相关的 N 极与 S 极。那么定子与转子之间产生吸引力和排斥力，并且这些电磁力将产生一个与涡轮机转矩方向相反的转矩。当电磁转矩与机械转矩相等时，机械角不再增加，维持在恒定的角度 δ。



a）转子N极与定子的S极对齐　　b）转子N极超前于定子S极

图 16-28　同步发电机的定、转子磁场

机械角度与转矩角度存在以下关系：

$$\delta = p\alpha/2 \tag{16.4}$$

式中，δ 为端电压与励磁电势 E_o 之间的转矩角（电角度）；p 为发电机的极数；α 为定子极中心和转子极中心的机械角度（机械角度）。

例 16-6 一台 8 极的同步发电机的转子极从空载到满载移动了 10°机械角度。

a. 计算满载时 E_o 与 E 之间的转矩角。

b. E 与 E_o 谁超前？

解 a. 转矩角为

$$\delta = p\alpha/2 = 8 \times 10/2 = 40°$$

b. 当发电机输出有功功率时，E_o 将一直领先于 E。◀

16.20 发电机输出的有功功率

可以证明一台同步发电机输出的有功功率由以下等式给出：

$$P = \frac{E_o E}{X_s}\sin\delta \tag{16.5}$$

式中，P 为每相的有功功率（W）；E_o 为每相的感应电势（V）；E 为每相的端电压（V）；X_s 为每相的同步电抗（Ω）；δ 为 E_o 与 E 之间的转矩角。

这个公式可以被用到所有的负载情况下，包括发电机连接到无穷大母线的情况。

为了理解其含义，假设发电机连接在电压为 E 的无穷大母线上。另外，假设发电机的直流励磁维持恒定使得 E_o 为恒定值。因此 E_oE/X_s 为一定值，那么发电机输送给电网的有功功率随着 $\sin\delta$ 而变化。因此，当加入更多的蒸汽时，δ 将要增加，输出功率也随之增加。δ 与 P 的关系如图 16-29 所示。注意到从 0°到 30°，功率基本与转矩角成线性关系。额定功率一般在功率角为 30°时获得。

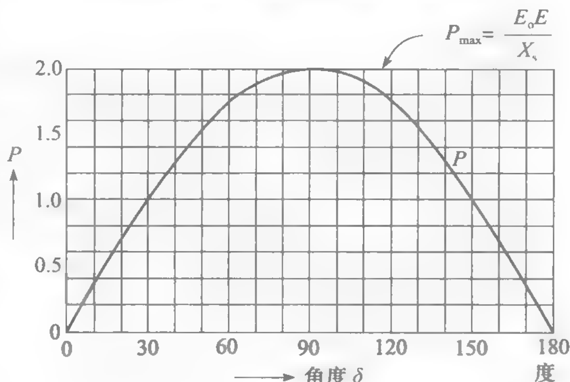


图 16-29 一台同步发电机与转矩角功率之间的关系图

然而，存在一个发电机输出有功功率的上限。当 $\delta = 90°$ 时将达到这一上限。功率的峰值为 $P_{max} = E_oE/X_s$。如果超过这一上限（例如继续向涡轮机中增加蒸汽），转子转速将进一步增加，发电机将失去同步。转子的转速将超过定子旋转磁场的转速，那么较大的脉动电流将要在定子中流通。实际中，这种情况不会出现，一旦发电机失步，电流断路器将断开。在发电机能够继续向电网提供能量前，应将发电机与电网同步。

例 16-7 一台 36MV·A，21kV，1800r/min 的三相同步发电机连接在电网上，其同步阻抗为每相 9Ω。如果励磁电压为 12kV（相电压），系统的线电压为 17.3kV，计算：

a. 当转矩电角度为 30°时，发电机提供的有功功率；

b. 在发电机失步前的峰值功率。

解 a. 已知：

$$E_o = 12\text{kV}$$

$$E = 17.3\text{kV}\sqrt{3} = 10\text{kV}$$

$$\delta = 30°$$

输送到电网的有功功率为

$$P = (E_oE/X_s)\sin\delta = (12 \times 10/9) \times 0.5 = 6.67\text{MW}$$

那么总的输出有功功率为

$$3 \times 6.67 = 20\text{MW}$$

b. 当=90°时，每相达到最大功率

$$P = (E_o E/X_s)/\sin 90° = (12 \times 10/9) \times 1 = 13.3\text{MW}$$

总的输出峰值有功功率为

$$3 \times 13.3 = 40\text{MW}$$

◀

16.21 有功功率的控制

当一台同步发电机连接系统时，它的速度被一套极度敏感的控制器保持恒定。这套装置可以检测到速度 0.01%的变化。自动控制系统立刻修正涡轮机阀门的开闭程度，以便于维持恒速与恒定的输出功率。

在一个大型电网中，每台发电机的功率输出取决于各发电站间提前制定的控制策略。通过各发电站控制器间的交互来修正每个发电站的功率输送值，以使得能量的产生与传输最有效。在一个更加完善的系统中整个网络都在计算机的控制中。

另外，超速检测器一直准备响应较大的速度改变。例如，如果一台发电机由于这样或那样的原因突然脱离电网。因为蒸汽阀仍然打开，发电机的转速大幅增加，可能在 4～5 秒内增加 50%的速度。在同步转速下的离心力已经接近材料的承受极限，任何超速的情况都可能十分危险。因此，当发生这种紧急情况时，蒸汽阀必须立刻关上。同时，蒸汽锅炉中的压力必须释放掉，燃料燃烧器必须关闭。

16.22 瞬时电抗

一台连接在系统上的同步发电机容易受到不可预测的快速变化的负载的影响。在这种情况下，如图 16-17 所示的简单的等效电路将无法反应电机的特性。该电路仅仅在稳态和负载缓慢变化的情况下成立。

对于突然变化的负载电流，同步电抗 X_s 必须被另一个电抗值 X' 替代，其值是随时间变化的函数。图 16-30 所示即为当一台发电机突然短路时阻抗的变化过程。在短路之前，同步电抗为 X_s。然而，在短路的瞬间，电抗立刻降到极低的值 X'_d。它将逐渐增加，直到在时间 T 后再次到达值 X_s。这段时间的长短由发电机的大小决定。对于 100kV・A 以下的电机，它仅仅持续一秒，但是对于 1000MV・A 等级的电机将要持续长达 10s。

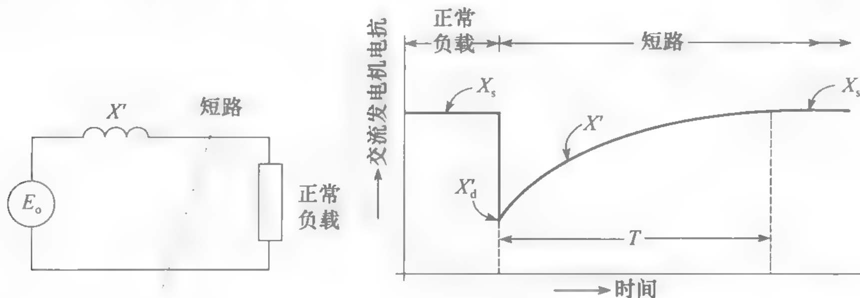


图 16-30 短路时发电机电抗的变化图

电抗 X'_d 称为交流电机的瞬时电抗。它也许仅仅是同步电抗的 15%。因此，在刚开始短路电流将大大高于同步电抗时的情况。在发电机端口处的电流断路器有一个直接承受能力的参数。实际上，断路器必须在三到六个周期内才断开短路电路，因此会承受极高的电流。

另一方面，当发电机转速快速增加时，低的瞬时电抗将要简化电压的调节问题。由于 X'_d 远小于 X_s，因此端电压降较小，X' 将低于 X_s 足够长的时间以便快速增加励磁电流，从而增加电压 E_o，稳定了端电压。

例 16-8　一台 150MV·A、25kV、三相蒸汽涡轮发电机，其同步电抗为 1.6pu，瞬时电抗 X'_d 为 0.23pu。该电机在功率因数 100%时输出额定功率。离发电站较近的输电线上突然发生短路。计算：

a. 短路前的感应电压 E_o；

b. 短路电流的初始值；

c. 如果电流断路器无法断开，短路电流的最终值。

解　a. 发电机的阻抗基值

$$Z_B = E_B^2/S_B - 25\,000^2/(250\times10^6) = 2.5\Omega$$

同步电抗为

$$X_s = X_s(\text{pu})\times Z_B = 1.6\times2.5 = 4\Omega$$

每相的额定相电压为

$$E = 25/\sqrt{3} = 14.4\text{kV}$$

每相的额定负载电流为

$$I = S/\sqrt{3}E = 250\times10^6/(1.73\times25\,000) = 5774\text{A}$$

内部电压降为

$$E_x = IX_s = 5774\times4 = 23.1\text{kV}$$

负载的功率因素为 1，因此电流与电压 E 同向。参考图 16-31 中的相量图，E_o 为

$$E_o = \sqrt{E^2+E_x^2} = \sqrt{14.4^2+23.1^2} = 27.2\text{kV}$$

b. 瞬时阻抗为

$$X'_d = X'_d(\text{pu})\times Z_B = 0.23\times2.5 = 0.575\Omega$$

短路电流的起始值为

$$I_{sc} = E_o/X'_d = 27.2/0.575 = 47.3\text{kA}$$

其值为额定电流的 8.2 倍。

c. 如果电路继续维持短路，同时励磁也不改变，电流最终将回到一个稳定的值

$$I = E_o/X_s = 27.2/4 = 6.8\text{kA}$$

其值为额定电流的 1.2 倍。

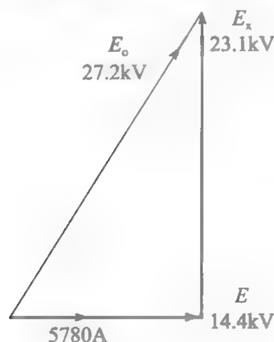


图 16-31　例 16-8 图

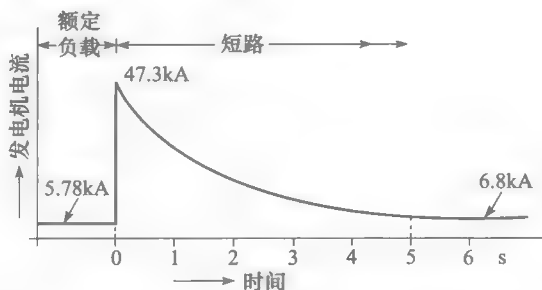


图 16-32　当在发电机终端发生短路时电流的变化曲线见例 16-8

如图 16-32 给出了在短路之前和短路时发电机电流波形。假设 T 为 5s。注意到实际上电流断路器需要在发生短路后的 0.1s 断开电路。因此，它们必须能承受 47kA 的电流值。◀

16.23　两电源间的功率传递

如图 16-33 所示的电路很重要，因为在研究发电机、同步电动机、传输线时都要用到。在该电路中，常常对从电源 A 到电源 B，或 B 到 A 时的有功功率传递问题感兴趣。

电压 E_1 与 E_2 的幅度和它们之间的角度是相当任意的。应用基尔霍夫电压定律可知：

$$E_1 = E_2 + jIX$$

假设 I 落后 E_2 一个任意角度 θ，E_1 领先 E_2 一个角度 δ，可得到如图 16-33b 所示的相量图。相量 IX 领先于 I 90°。B 吸收的有功功率为

$$P = E_2 I\cos\theta \tag{16.6}$$

由三角形的正弦定理可得：

$$IX/\sin\delta = E_1/\sin\psi = E_1/\sin(90° + \theta) = E_1/\cos\theta$$

因此，

$$I\cos\theta = E_1\sin\delta/X \tag{16.7}$$

将式（16-7）代入式（16-6）中可得：

$$P = \frac{E_1 E_2}{X}\sin\delta \tag{16.8}$$

其中，P 为传递的有功功率（W）；E_1 为电源 1 的电压（V）；E_2 为电源 2 的电压（V）；X 为连接两个电源的电抗（Ω）；δ 为 E_1 与 E_2 的相位差（°）。

因为电抗不消耗有功功率，B 接收到的有功功率为 A 发出的有功功率。P 的幅度值由 E_1 与 E_2 的相角决定；E_2 与 I 之间的角度无需特别处理。

有功功率从领先的电压流向滞后的电压方向。如图 16-33 所示，E_1 领先于 E_2，因此有功功率由左侧流向右侧。

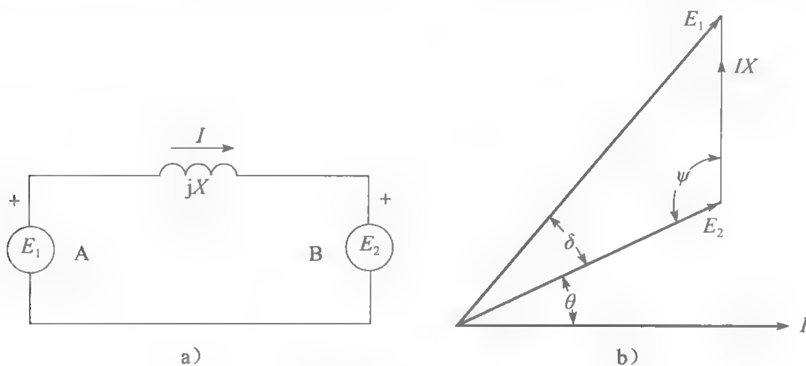


图 16-33 在两个电压源之间的功率流向

例 16-9 如图 16-33a 所示，电源 A 产生电压 $E_1 = 20\text{kV}\angle 5°$，电源 B 产生电压 $E_2 = 15\text{kV}\angle 42°$。传输线上的感抗为 14Ω。计算线上流动的有功功率，同时确定哪个电源为负载。

解 两电压的相角差为 42°－5°＝37°。电源 B 的电压超前于电源 A 的电压。因此功率由 B 流向 A，A 实际上为一负载。有功功率为

$$P = \frac{E_1 E_2}{X}\sin\delta = \frac{20\text{kV} \times 15\text{kV}}{14}\sin 37°$$

$$= \frac{20\,000 \times 15\,000}{14} \times 0.602 = 12.9 \times 10^6 = 12.9\text{MW}$$

本题中的功率由低电压源（15kV）流向高电压源（20kV）。◀

16.24 效率、功率与电机的大小

电机的物理尺寸对其效率、输出功率、相对成本和温升都有显著的影响。下面的分析将解释为什么这些特性息息相关。

一台小型交流发电机具有如下参数：

输出功率	1kW
额定电压	120V、三相
额定电流	4.8A
额定转速	1800r/min
效率	73%
输入转矩	7.27N·m
转动惯量	0.0075kg.m²
外直径	0.180m
外长度	0.15m
质量	20kg
输出功率质量比	50W/kg

利用这些信息，可以计算出电机的损耗：

$$\eta=\frac{P_o}{P_i}\times 100\%$$

$$73=\frac{1\text{kW}}{P_i}\times 100\%$$

输出功率：$P_i=1.37\text{kW}$

则损耗为：1.37kW－1.0kW＝0.37kW

这部分损耗包括绕组中的铜耗、铁心的磁滞和涡流损耗，同时还有风阻和摩擦损耗。

以相同的比例，采用同样的材料，增大电机的尺寸。即，如某种铁心冲片用到原来的定子中，则在大型的电机中也使用同样材料的铁心，同样的绝缘材料，复制并放大包括轴承、螺母、螺钉在内的所有部件。

在放大制造的发电机里，保持与原有电机中相同的电流密度（A/m^2），在磁回路的各部分（例如铁心、空气隙、定子齿等）中，也维持相同的磁通强度（Teslas）。因此，电机各部分中每 cm^3 的铜耗和铁耗将和原电机中各个相同。随着体积的增加，其总铜耗和铁耗将要成比例增加。假设风阻和摩擦损耗也以同样的方式增加。

进一步假设槽数、导体数、连接方式相同，且转速 1800r/min 保持不变。

在这些条件下，可以推测当电机大小增加时的发电机特性。

例如，假设所有的线性尺寸增加到原先的三倍。因此体积增加了 $3^3=27$。因此，质量也将增加 27 倍，那么损耗同样增加 27 倍。因此此时电机的质量为 27×20kg＝540kg。总损耗为 27×0.37kW＝10kW。

槽宽和槽深均为原来的 3 倍。因此，导体的截面为原来的 9 倍大，即可载 9 倍大的电流。因此较大的电机可以输出电流为 9×4.8A＝43.2A。

每个导体产生的电压由式 2.25 决定，$E=Blv$。B 为磁通密度，l 为导体长度，v 为磁场切割速度。

在大电机中磁通密度不变，然而，长度 l 扩大到原来的 3 倍。另外，线速度由于转子直径增大 3 倍，其值也增加 3 倍。因此，每根导体产生的感应电压也增加了 9 倍。因为大电机拥有与原先相同的导体，并且其连接方式相同，因此发电机产生的电压为 9×120V＝1080V。

因此，通过线性增大 3 倍，电压和电流均增加了 9 倍。这意味着输出功率增加到原来的 9×9＝81 倍。因此新的发电机的输出功率为 81×1kW＝81kW。

驱动这台交流发电机的输入功率为 P_i＝81kW＋损耗＝81kW＋10kW＝91kW。因此新的效率为：

$$\eta=\frac{P_o}{P_i}\times100\%=\frac{81\text{kW}}{91\text{kW}}\times100\%=0.89=89\% \tag{3.6}$$

效率从73%增加到89%，非常显著。其原因是当输出功率增加81倍时，损耗仅仅增加了27倍。因此，电机的效率必定随着其尺寸的增加而增加。

原电机的输出功率质量比为50kW/kg；大电机的质量为540kg，产生81kW的功率，其功率质量比为150kW/kg，为原先的3倍大。

因此大电机相对小电机更加轻且便宜。正如证明的一样，如果用81台1kW的发电机去产生81kW的能量，它们的总质量将为81×20kg=1620kg。这个发电中心比一台81kW的发电机明显需要更多的花费和占地面积。

另一个方面，转子的转动惯量J与质量和半径的平方成正比（如表3A所示）。因此，当线性增加3倍时，J将要增加为$J=mr^2=27\times32=35=243$。大电机的转动惯量为243×0.0075kg. m²=1.8kg. m²。

大电机的特性综合如下，与原先1kW的电机有明显的变化。

输出功率	81kW
额定电压	1080V、三相
额定电流	43.2A
额定转速	1800r/min
效率	89%
输入转矩	483N·m
转动惯量	1.8kg. m²
外直径	0.54m
外长度	0.45m
质量	540kg
输出功率质量比	150W/kg

温升是很重要的问题。当线性增大3倍后，电机热散发的表面积增大了9倍，但是损失增加了27倍，也就是说每平方米的散热量增加了3倍。因此，除非采用更好的散热方式，否则大电机必然更热。为了避免过多的热量对绝缘系统的破坏，温度应限制在200°C以内。因此，大型电机的冷却系统是一个十分重要的。

这里讨论的关于物理尺寸、输出功率、效率、温升等等所有原则均适用于所有的电机，包括交流直流电动机和变压器。

习题

初级

16-1 在大型同步发电机中采用静态电枢有什么优势？为什么定子常常采用Y联结？

16-2 蒸汽涡轮发电机与凸极发电机主要区别是什么？对于固定的输出功率，哪一种发电机尺寸更大？

16-3 利用水力发电时，涡轮机的转速常常接近于350r/min。直接耦合的发电机欲产生60Hz的频率，计算下列数据

a. 转子上的极数；

b. 精确的涡轮机速度。

16-4 一台独立运行的三相发电机空载线电压为13.2kV。如果某率因数为0.8（滞后）的负载连接在电机上。要使线电压值保持不变，需要增加或减少励磁吗？

16-5 一台发电机并入三相电网之前需要满足什么条件？

16-6 利用如图16-12中所给的信息，计算发电机的极数？

16-7 计算图16-11中飞行器发电机的极数。

16-8 一台三相发电机以1200r/min旋转，空载电压为9kV、60Hz。如果接有以下类型的负载，端电压将受何种影响？

a. 阻性负载；

b. 感性负载；

c. 容性负载。

16-9 在题 16-8 中，如果励磁电流保持恒定，计算下列转速时的空载端电压和频率：

a. 1000r/min；

b. 5r/min。

中级

16-10 一台三相发电机的同步阻抗指的是什么？画出的发电机的等效电路并解释所有变量含义。

16-11 陈述无刷励磁相比传统系统的优势。采用原理电路图说明图 16-7 中的转子怎样被励磁。

16-12 如图 16-13 所示，计算在空载的情况下产生以下电压需要的励磁电流：

a. 24.2kV；

b. 12.1kV。

16-13 一台三相发电机具有同步电抗 6Ω，每相励磁电压 E_o＝3V（见图 16-19）。计算带有 8Ω 阻性负载时的相电压 E，并画出向量图。

16-14 a. 在题 16-13 中，当阻性负载为：无穷大，24，12，6，3，0Ω 时，画出 E-I 曲线图。

b. 计算每种情况下每相的有功功率 P。

c. 画出 E-P 曲线，当负载值为多少时，输出功率值最大？

16-15 如图 16-2 所示，计算定子内周上一个极距的长度。

16-16 如图 16-16 中所示的三相发电机具有如下的参数：

E_o＝2440V

X_s＝144Ω

R＝17Ω

负载阻抗为 Z＝175Ω（阻性）

计算：

a. 每相同步阻抗 Z_s；

b. 每相电路总电阻；

c. 每相电路总电抗；

d. 线电流；

e. 负载上的相电压；

f. 负载上的线电压；

g. 驱动电机的涡轮机输出功率；

h. E_o 与负载电压的相角。

16-17 一台三相发电机，其额定值为 3000kV・A，20kV，900r/min，60Hz，该发电机向一 2400kV・A，16kV，功率因素为 0.8 的负载供电。如果同步电抗为 100Ω。计算每相的 E_o 值。

16-18 如图 16-2 中的发电机每相具有同步阻抗 0.4Ω，并在无穷大母线上，其线电压为 14kV，其励磁电压被调节为 1.14pu。

计算：

a. 当发电机输出 420MW 时的转矩角 δ；

b. 机械位移角 α；

c. 在定子内周上求线性极移（对应位移角）。

16-19 在一台 500MV・A 交流发电机（如图 16-2 所示）进行测试，有如下结果：

1. 直流励磁电流为 1400A，开路线电压为 15kV。
2. 直流励磁电流相同，电枢短路，交流线电流为 21 000A。

计算：

a. 每相发电机的阻抗基值；

b. 同步电抗值；

c. X_s 的标幺值；

d. 短路电流比。

高级

16-20 如图 16-2 所示的同步发电机，当其输出功率为 500MW，效率为 98.4%。直流电压为 300V 时，其直流励磁电流为 2400A，计算下列值：

a. 电机总损耗；

b. 转子中的铜耗；

c. 涡轮机的转矩；

d. 当空气流速为 $280m^3/s$ 时，进入冷空气与出来热空气之间的温差。

16-21 依据图 16-4，每个转子绕组有 21.5 匝，通入 500A 的直流电流。气隙长度为 1.3 英寸，计算空载情况下的磁通密度。忽略磁路铁心部分所必需的磁动势（见 2.17 节）。

16-22 如图 16-17 所示，一台发电机有如下信息：E_o＝12kV，E＝14kV，X_s＝2Ω，E_o 超前 E 30°

a. 计算发电机的总有功功率；

b. 画出一相的相量图；

c. 计算负载的功率因素。

16-23 如图 16-3 所示的一台蒸汽涡轮发电机，同步电抗为 1.3pu。励磁电压 E_o 被调节为 1.2pu，电机连接在 19kV 的无穷大母线上。如果转矩角 δ 为 20°，计算：

a. 输出的有功功率；

b. 线电流；

c. 画出一相的相量图。

16-24 在题 16-23 中，如果蒸汽阀门关闭，计算发电机的有功功率。此时交流发电机接收或者发出无功功率吗？多少？

16-25 题 16-20 中的发电机被一台水力涡轮机拖动，其转动惯量为 54×10^6 lb・ft²。转子具有转动惯量 J 为 4.14×10^6 kg・m²。

a. 如果电流断路器突然跳开，计算发电单元（涡轮机与发电机）1 秒以后的转速，假设水轮机的阀门一直打开。

b. 在 1 秒的时间内极前进了多少机械角度（相对其原先的位置）？多少电角度？

16-26 一台 400Hz 的交流发电机额定值为 75kV・A，1200r/min，3 相，450V，功率因素为 0.8（如图 16-34a 所示）。定子上有 180 个槽，内径为 22 英寸，长度为 9.5 英寸。转子电压为 115V 时，励磁电流为 31A。

计算：

a. 转子上的极数；

b. 定子上的绕组数；

c. 定子上每相组的绕组数；

d. 以定子的周长为基准，极距长；

c. 转子直流绕组的电阻与励磁功率。

工程应用

16-27 一台 33.8kV・A，480V，3 相，60Hz 的内燃机驱动的应急发电机在 0.8 的功率因素下运行，且具有以下参数：

效率：83.4%

重量：730lb

转动惯量：15.7lb. ft²

绝缘：B 级

计算：

a. 驱动此台发电机最小需要多少马力？

b. 用电阻法，绕组最大允许的温升？

16-28 一台西门子制造的 220MV・A，500r/min，13.8kV，50Hz，功率因数 0.9 的水轮同步发电机具有以下参数：

绝缘等级：F

转动惯量：525t. m²

定子总质量：158t（t 为公吨）

转子总质量：270t

单位功率因数，满载的效率：98.95%

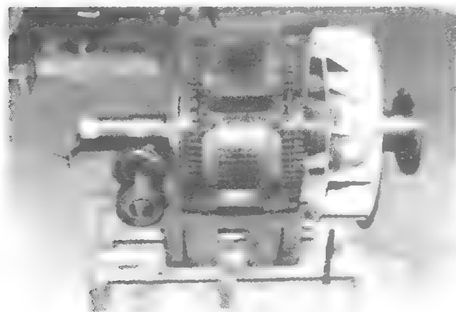
不饱和同步电抗：1.27pu

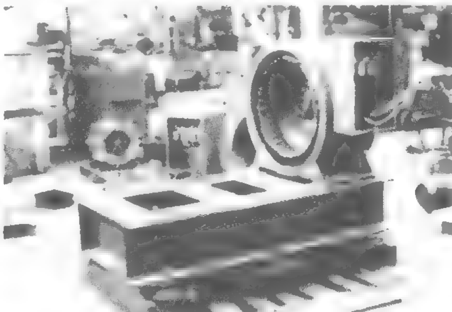
瞬时电抗：0.37pu





a）75kV・A，1200r/min，3相，450V，400Hz的船用交流发电机的转子（左边）与定子（右边）。该发电机被一台100hp，1200r/min的同步电动机驱动





b）一台100hp，1200r/min，60Hz的同步电动机的转子（左边）与定子（右边）。其定子与交流发电机一起安装在基座上。转子带有鼠笼绕组 一边起动时作为感应电动机使用

（图片由Electro-Mécanik提供）

图 16-34 题 16-26 图

在发电机模式下的飞车转速：890r/min

采用静态励磁，励磁电压 258V 时，励磁电流为 2980A。

该发电机也能运行在电动状态，如驱动水泵。在这些情况下，电动机输出功率为 145MW。

电机的定子与转子均采用水冷，通过水流过空心的导体散热。纯净水的导电率低于 5μS/cm，以 8.9 升/秒速度流过定子，5.9 升/秒的速度流过转子。由以上信息计算：

a. 当功率因素分别为 1 和 0.9（滞后）时的输出有功功率（MW）；

b. 额定无功功率（Mvar）；

c. 短路比；

d. 每相同步电抗值；

e. 在满负载且功率因素为 1 时的发电机总损耗。

16-29 同题 16-28 条件，计算：

a. 当其作为水泵电动机时的额定马力；

b. 当转子以额定转速转动时的转子动能；

c. 当其达到最大允许的飞速值时的转子动能；

d. 当发电机带有额定负载，突然短路时，需要花多长时间到达飞转速度，假定水轮机的阀门保持打开。

16-30 如题 16-28，计算转子绕组中的功率损耗值和每极的功率损耗。已知水流速度，和入口温度为 26°C，计算水流出转子绕组的温度，循环冷却水的最小电阻率（Ω·m）为多少？

第17章
同步电动机

17.0 引言

上一章介绍的同步发电机除了作发电机运行，还可以作电动机运行。当作电动机运行时（将其连接到三相电源上），就称为同步电动机。顾名思义，同步电动机的转子旋转与它的旋转磁场是同步的，它的转速与电源的频率有关，而与负载和电源电压无关。一般说来电源的频率是固定的，因此同步电机动的转速可以保持恒定不变。但是，同步电动机在实际生活中得到应用，不仅仅因为它转速恒定，更多的是因为它有一些独特的电气性能。在本章我们将学习它的这些性能。

绝大多数同步电动机功率在 150kW～15MW 之间，转速在 150～1800r/min 之间，一般主要应用在重工业中（如图 17-1 所示）。单相同步电动机是小容量同步电动机的一种，它常用在控制设备和电钟中，这些将在第 18 章中讨论。



图 17-1 图中为三相、单位功率因数同步电动机，额定参数为 2200kW（3000 匹马力）、327r/min、4000V、60Hz，用于驱动 TransCanada 管道上某个泵站的压缩机。在轴承架与主转子之间的轴上装有一个 21kW、250V 的交流发电机/整流器，它是同步电动机的无刷励磁源

（图片由 General Electric 提供）

17.1 结构

在结构上，同步电动机与凸极同步发电机基本相同。定子由开槽铁心构成，上面绕有与三相感应电动机相似的三相线圈绕组。

转子有多个凸起的磁极，用直流电作为励磁源（见图 17-2）。励磁线圈串联到两个集电环上，与外部电源相连。在凸起的磁极表面都刻有狭槽，狭槽内嵌有与三相感应电动类似的笼型绕组。这个笼型绕组称为阻尼绕组，是用来起动电动机的。

现代同步电动机与同步发电机一样，通常采用无刷激励。参见图 17-3，在同步电动机轴端装有一个小型三相发电机（也叫励磁机）和一个三相整流器。直流电流 I_x 经由整流器直接输入磁极绕组中，而不再需要电刷和集电环。电流 I_x 与小型发电机的励磁电流 I_c

相关，可以通过调节 I 的大小来改变 I_x。图 17-4 给出了一台 3000kW 同步电动机的励磁机、整流器和凸极的安装位置。



图 17-2　这种频率在 162/3Hz～50Hz 变频器的转子过去常常用来驱动电力机车。图中左边为一个 4 极单相发电机的转子，该发电机功率为 7000kV·A，频率 162/3Hz，功率因数 0.85。图中右边是一个三相同步电动机的转子，该电动机容量为 6900kV·A，频率 50Hz，功率因数 0.9。这两个转子都装有鼠笼绕组。现今，这种装置已经被固态变频器取代
（图片由 ABB 提供）

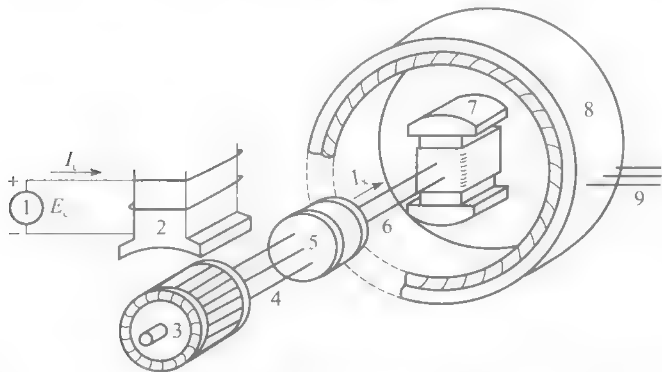
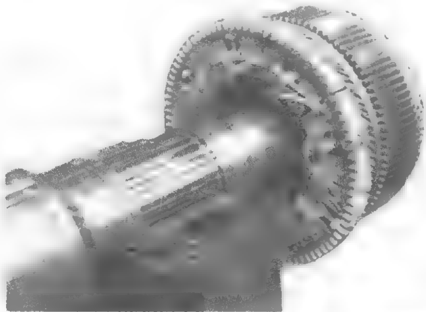


图 17-3　同步电动机的无刷励磁机的结构图，与同步发电机的类似
1—可控直流源；2—固定励磁磁极；3—发电机（三相励磁机）；4—三相连线；5—桥式整流器；6—dc 线路；7—同步电动机转子；8—同步电机定子；9—定子的三相输入



a）该同步电动机是用于驱动压榨机的，它的额定参数为3000kW（4000hp）、200r/min、6.9kV、60Hz、功率因数0.8。它的无刷励磁机（发电机/整流器）安装在中间的轴承上，额定参数为50kW，250V
（图片由General Electric提供）



b）这是一个50kW励磁机的近景图，从上面可以看到电枢绕组及构成整流器的几个二极管
（图片由General Electric提供）

图 17-4　同步电动机及励磁机

电机的定、转子总是具有相同的磁极数，因此同步电动机计算同步转速的公式跟异步电动机的是一样的——同步转速与磁极数目相关。

$$n_s = 120\frac{f}{p} \tag{17.1}$$

式中，n_s 为电机转速（r/min）；f 为电源的频率（Hz）；p 为极数。

例 17-1 计算图 17-4a 中同步电动机转子的磁极数。

解 已知电动机的频率为 60Hz，转速为 200r/min，所以，

$$n_s = 120f/p$$

$$200 = (120\times 60)/p$$

$$P = 36\text{poles}$$

转子有 18 个 N 极和 18 个 S 极。 ◀

17.2 同步电动机的起动

同步电动机是无法自起动的，因此同步电动机转子通常需要装上鼠笼绕组，使同步电动机像感应电动机那样起动。当定子接上三相电源后，同步电动机会一直加速直到转速略低于同步转速。在这个起动期间，直流励磁源是断开的。

当转子在加速时，定子产生的旋转磁场切割以较低速度旋转的转子磁极，由于转子线圈匝数较多，即使转速较低，转子线圈仍会在两个集电环之间感应出高电压。这个电压会随着转子转速增加而减小，当转子转速接近同步转速时可以忽略不计。为了限制感应电势和增大起动转矩，通常把集电环之间短路或者在起动期间在集电环之间接上辅助电阻。

如果电动机电源功率有限，有时就使用降压起动法，一般是用自耦变压器或串联电抗器减小起动电流（具体见第 20 章）。对于大型同步电动机（20MW 以上），有时是利用一个辅助电机（称为起动电机）来把它带入同步转速。此外，在一些大型装置中电动机可以通过变频电源带入同步。

17.3 牵入转矩

当电动机转速接近同步转速时，就立即接入直流电流对转子励磁，这会在转子表面产生交替的 N 极和 S 极（见图 17-5）。若转子磁极恰好对着定子上与其极性相反的磁极，则在定、转子就会产生较强的牵引力，这个牵引力能将定转子牢牢地吸引在一起，从而转子就可能会被拉入同步转速。这个过程中产生的转矩就称为牵入转矩。

虽然同步电动机的牵入转矩是非常强，但直流电流也必须在正确的时刻接入。例如，假使转子磁极恰好对着定子上与其极性相同的磁极，磁极之间的排斥力会对电动机产生剧烈冲击。电动机转速会立即降下来，断路器也会跳闸。在实际应用中，同步电动机的起动器通常设计成具有检测功能，能准确检测出励磁源应该接入的时刻，使电动机自动平滑地进入同步转速。

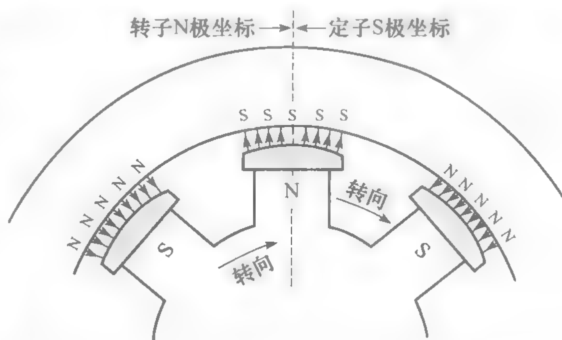


图 17-5 转子上磁极与定子上相对的磁极相互吸引。在空载情况下，定转子磁极的轴线重合

一旦电动机进入同步转速，笼型绕组上将不再感应出电压，它上面的电流也减为零。因此，同步电机的运行过程是完全不同于感应电动机的。同步电动机都是通过定转子相对

着的磁极之间产生的吸引力来旋转的。

要改变电动机旋转方向，只需要任意交换定子上两条输入线即可。

17.4　同步电动机负载运行

当同步电动机空载运行时，转子磁极轴线与定子上相对的磁极轴线重合（见图 17-5）。但是，在给电动机加上负载后，转子磁极就会稍滞后于定子磁极，然而转子仍会以同步转速旋转。随着负载的增大，定转子磁极之间的机械角度 α 会逐渐增大（见图 17-6），但由于电磁牵引力的存在，转子仍会保持同步转速，而电磁转矩会随 α 增大而增大。

这种情况也有上限。如果机械负载超过了电动机的牵出转矩，转子磁极立刻会被推离定子磁极，电动机也会停转。电动机失步会对输电线路产生较大干扰，并且断路器也会迅速跳闸。断路器跳闸对电动机是一种保护，因为在电动机在同步运行时突然停转，笼型绕组和定子绕组都会很快过热。

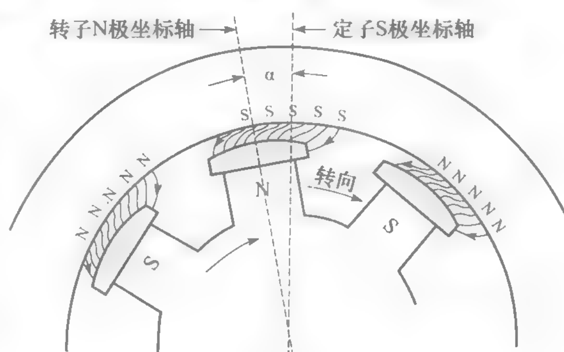


图 17-6　当电动机输出机械功率时，转子磁极轴线就会与定子磁极轴线错开

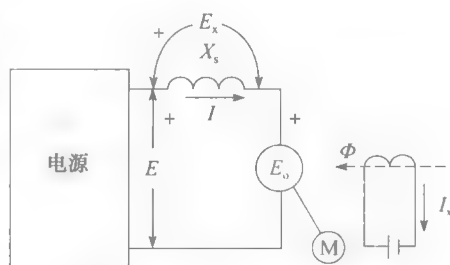
牵出转矩的大小与定转子产生的磁势有关，转子磁势由直流励磁电流 I_x 决定，而定子磁势与流过绕组中交流电流相关。一般情况下，牵出转矩是额定转矩的 1.5 到 2.5 倍。

定转子磁极之间的机械角度 α 对定子电流有直接影响。当 α 增大时，定子电流也会增大。负载增加对应 α 增大，而增加的功率全是从三相电源中获取的。

17.5　同步电动机负载运行时的计算

通过图 17-7a 的等效电路图，可以更容易地理解同步电动机的运行过程。图中是Y接法电动机的一相电路等效图，它与交流发电机的等效图是一样的（这是由于它们的结构都是相同的）。转子产生的磁链会在定子中感应出电势 E_o，因为磁链的大小由励磁电流 I_x 决定，所以 E_o 会随着励磁源大小改变而变化。

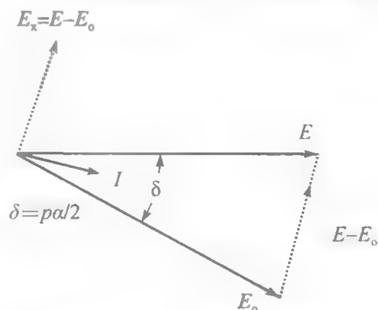
前面已经提到，在空载情况下电动机定转子磁极轴线是重合的，定子感应电势 E_o 与定子相电压 E 是同相的（见图 17-7b）。如果调整励磁源的大小使 $E_o=E$，则电动机就相当于“悬”在电路中，线电流也变为零。实际上，电动机中有相对应风阻、摩擦损耗的数值较小的电流，分析时可忽略。



a）同步电动机的一相等效电路图



b）空载情况下，电动机E与E_o相同



c）负载运行时，E_o在数值上与图17-7b中的相等，但是在相位上落后于E

图 17-7　同步电动机的等效电路与相量图

如果加上负载后又会发生什么情况呢？电动机会开始减速，导致转子磁极落后定子转子一个角度 α。由于存在这个机械偏移，E_o 要比空载时滞后一些到达最大值，由图 17-7c 可见，E_o 要比 E 落后一个角度 δ。即机械偏移角度 α 会使 E_o 与 E 之间产生一个电角度为 δ 的相位移。

相位移会通过同步电抗 X_s 产生感应电势 E_x：

$$E_x = E - E_o$$

定子电流 I 为：

$$jIX_s = E_x$$

由此，

$$I = -jE_x/X_s = -j(E - E_o)/X_s$$

因为 X_s 是感性的，所以定子电流相位上落后 E_x 90°。图 17-7c 表示的是负载运行时电动机的相量图。从图中可以看出 I 在相位上与 E 较接近，因此电动机是吸收有功功率。除了小部分转化为定子的铜耗和铁耗外，吸收的功率全部转化为机械功率。

实际应用中，感应电势 E_o 要大于或小于电源电压 E。E_o 具体值由电动机的输出功率和理想功率因数决定。

例 17-2a 一台同步电动机输出功率为 500hp，转速为 720r/min，连接在线电压为 3980V 的三相输电线上。直流励磁电流为 25A 时，它的感应电势为 E_o＝1790V（相电压），同步电抗为 22Ω，E 与 E_o 之间的矩角为 30°。计算：

a. E_x 的值；

b. 交流线电流；

c. 电动机的功率因数；

d. 估算电动机输出的功率；

e. 估算电动机输出的转矩。

解 这个问题用相量法解比较合适。

a. 电动机的端电压 E

$$E = E_L/\sqrt{3} = 3980/\sqrt{3} = 2300\text{V}$$

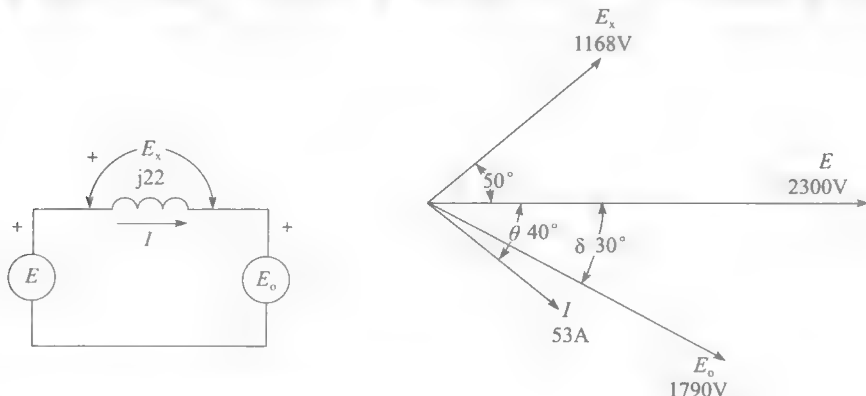
选择 E 作为参考相量，以它所在位置为零轴即 E 的相位角为零

$$E = 2300\angle 0°$$

进而可以求出 E_o

$$E_o = 1790\angle -30°$$

图 17-8a 给出这两个相量的等效电路图，设正电流为顺时针方向，则根据基尔霍夫电压定律



a）同步电动机连上电源E后的等效电路图

b）参见例17-2a

图 17-8 例 17-2 图

$$-E+E_x+E_o=0$$

$$E_x=E-E_o=2300\angle 0^\circ-1790\angle -30^\circ$$

$$=2300(\cos 0^\circ+j\sin 0^\circ)-1790[\cos -30^\circ+j\sin(-30^\circ)]$$

所以 E_x 大小为 1168V，相位超前 E 50°。

$$=2300-1550+j895=750+j895=1168\angle 50^\circ$$

b. 求线电流 I

$$j22I=E_x$$

$$I=\frac{1168\angle 50^\circ}{22\angle 90^\circ}=53\angle -40^\circ$$

所以，I 大小为 53A，相位落后 E 40°。

c. 电动机的功率因数等于电源相电压 E 与线电流 I 之间相位角的余弦值，则

$$功率因数=\cos\theta=\cos 40^\circ=0.766，或 76.6\%$$

因为线电流落后于电源电压，因此功率因数是感性的。

d. 电动机的总输入有功功率

$$P_i=3\times E_{LN}I_L\cos\theta=3\times 2300\times 53\times \cos 40^\circ=280\,142\text{W}=280.1\text{kW}$$

忽略掉定子电阻损耗和铁耗，通过气隙传递给转子的电磁功率为 280.1kW。

估算电动机的输出功率

$$P=280.1\times 10^3/746=375\text{hp}$$

e. 估算输出转矩

$$T=\frac{9.55\times P}{n}=\frac{9.55\times 280.1\times 10^3}{720}=3715\text{N}\cdot\text{m}$$ ◀

例 17-2b 例 17-2a 中的电动机定子每相电阻为 0.64Ω，并且其他损耗情况如下：

转子铜耗： 3.2kW

定子铁耗： 3.3kW

风阻损耗和摩擦损耗： 1.5kW

计算：

a. 实际输出功率；

b. 实际输出转矩；

c. 电机的效率。

解 a. 定子的输入功率为 280.1kW

定子铜耗 $=3\times 53^2\times 0.64\Omega=5.4\text{kW}$

定子总损耗 $=5.4+3.3=8.7\text{kW}$

传递给定子的功率 $=280.1-8.7=271.4\text{kW}$

实际输出功率等于转子上的电磁功率减去风阻损耗和摩擦损耗。转子的铜耗由外部直流电源供给，所以它对机械功率没有影响。

实际输出功率

$$P_o=271.4-1.5=269.9\text{kW}=\frac{269.9\times 10^3}{746}=361.8\text{hp}$$

这个数值与例 17-2a 中的估算值非常接近。

b. 实际输出转矩

$$T=\frac{9.55\times P}{n}=\frac{9.55\times 269.9\times 10^3}{720}=3580\text{N}\cdot\text{m}$$

c. 总损耗 $=5.4+3.3+3.2+1.5=13.4\text{kW}$

总输入功率＝280.1＋3.2＝283.3kW

总输出功率＝269.9kW

效率＝269.9/283.3＝0.9527＝95.3％

注意：定子电阻值为 0.64Ω 与同步电抗值 22Ω 比起来是非常小的，因此实际的相量图与图 17-8b 中的相量图是很接近的。◀

17.6 功率与转矩

当同步电动机负载运行时，它从输电线路中吸收有功功率。这个功率可以用前面介绍同步发电机时用到的式（16.5）计算：

$$P = (E_oE/X_s)\sin\delta$$

同发电机一样，电动机吸收的有功功率与电源电压 E、感应电势 E_o 和它们之间的相位角 δ。如果忽略较小的定子铜耗和铁耗，则输入功率通过气隙全部传递给转子。这与感应电动机功率 P_r 通过气隙传递的情况类似（见 13.13 节）。然而，在同步电动机中，由于转子铜耗全部由直流励磁源提供，因此通过气隙传递的电磁功率都可以转化为机械功率。因此，同步电动机的机械功率可以用式（17.2）计算

$$P = \left(\frac{E_oE}{X_s}\right)\sin\delta \tag{17.2}$$

式中：P——电动机每相的机械功率（W）；E_o——定子上由 I_x 感应出相电势（V）；E——电源的相电压（V）；X_s——每相同步电抗（Ω）；δ——E_o 与 E 的矩角（电角度）。

这个等式表明，机械功率是随着矩角改变而变化的，并且当 $\delta=90°$时取得最大值。此时转子磁极处于定子 N 极和 S 极的正中间。机械功率的最大值 P_{max} 可用式（17.3）计算

$$P_{max} = \frac{E_oE}{X_s} \tag{17.3}$$

由于转子转速是恒定的，所以电磁转矩是正比于机械功率的，它可以通过式（3.5）求出

$$T = \frac{9.55P}{n_s} \tag{17.4}$$

式中：T——每相的电磁转矩（N·m）；P——每相的机械功率（W）；n_s——同步转速（r/min）；9.55——常数（准确值＝60/2π）。

当 $\delta=90°$时，电动机输出转矩达到最大值，这时的转矩值被称为牵出转矩（前面提到过，见图 17-9[⊖]）。

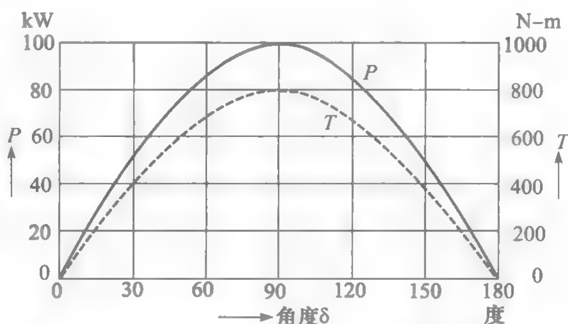


图 17-9 每相输出功率和转矩都是矩角 δ 的函数。产生图中曲线的三相同步电动机额定参数为功率 150kW（200hp）、转速 1200r/min、频率 60Hz，见例 17-3

例 17-3 一台三相同步电动机输出功率为 150kW，转速 1200r/min，线电压 460V，每相同步电抗为 0.8Ω。若每相感应电压为 300V，完成下列要求：

a. 输出功率与 δ 变化曲线；

b. 输出转矩与 δ 变化曲线；

c. 电动机的牵出转矩。

解 a. 电动机相电压

$$E = E_L/\sqrt{3} = 460/\sqrt{3} = 266\text{V}$$

⊖ 本节的这个结论只对于隐极电动机成立。大部分同步电机都是凸极的，对于凸极电动机，当 $\delta=70°$时电动机输出转矩达最大值，即为牵出转矩。

每相的机械功率

$$P=(E_oE/X_s)\sin\delta=(266\times300/0.8)\sin\delta=99\,750\sin\delta(\mathrm{W})=100\sin\delta(\mathrm{kW})$$

δ 取不同值，分别计算不同的 P 和 T（每相）

δ(°)	P(kW)	T(N·m)
0	0	0
30	50	400
60	86.6	693
90	100	800
120	86.6	693
150	50	400
180	0	0

δ 与 P 和 T 的关系曲线见图 17-9。

b. 通过式 17.4 可以求出输出转矩的曲线

$$T=9.55P/n_s=9.55P/1200=P/125$$

c. 牵出转矩与最大输出转矩相等

$$T_{max}=800\mathrm{N\cdot m}$$

因为电动机是三相的，实际的牵出转矩是 2400N·m。同样，图 17-9 中的功率、转矩数值也应乘上系数 3，所以一台 150kW 的同步电动机最大输出功率为 300kW（约 400hp）。 ◀

17.7 机械角度与电角度

与同步发电机的情况一样，同步电动机的机械角度 α，矩角 δ 与磁极数 p 有着明确的数学关系，见式（17.5）

$$\delta=p\alpha/2 \tag{17.5}$$

例 17-4 一台三相同步电动机输出功率 6000kW，线电压 4kV，转速 180r/min，频率 60Hz，同步电抗 1.2Ω，满载下转子比空载下转子所在位置偏移了 1°。若定子每相感应电压 E_o=2.4kV，计算输出机械功率。

解 磁极数

$$p=120f/n_s=120\times30/180=40$$

矩角

$$\delta=p\alpha/2=(40\times1)/2=20°$$

假设是Y联结，则电动机的每相端电压

$$E=E_L/\sqrt{3}=4\mathrm{kV}/\sqrt{3}=2.3\mathrm{kV}=2309\mathrm{V}$$

定子每相感应电压

$$E_o=2400\mathrm{V}$$

每相输出的机械功率

$$P=(E_oE/X_s)/\sin\delta=(2400\times2309/1.2)\sin20°=1\,573\,300=1573\mathrm{kW}$$

总输出功率 $=3\times1573=4719\mathrm{kW}(\approx6300\mathrm{hp})$ ◀

17.8 磁阻转矩

在空载情况下，如果逐渐减小同步电动机的励磁源大小，可以发现即使励磁电流小到零，电动机仍会以同步转速运行。这是因为转子上凸极与定子磁极之间的气隙要比定子磁极之间的气隙短，而定子电流所产生的磁链更倾向于流过前者。换句话说，轴线相重合的

两个磁极之间磁阻更小，磁链就会像图 17-10a 所示那样分布。正是这种现象的存在，电动机能产生磁阻转矩。

加上负载以后，转子磁极会落后于定子磁极，定子磁链就会出现同图 17-10b 所示的分布。因此，即使励磁电流为零，同步电动机也能产生相当大的磁阻转矩。

当转子磁极恰好处在定子 N 极和 S 极正中间时，磁阻转矩为零，原因是定子 N 极和 S 极分别对转子磁极的作用力方向是相反的（见图 17-10c），当定子磁极对转子磁极的转矩达最大值即 $\delta=90°$时，磁阻转矩恰好等于零。

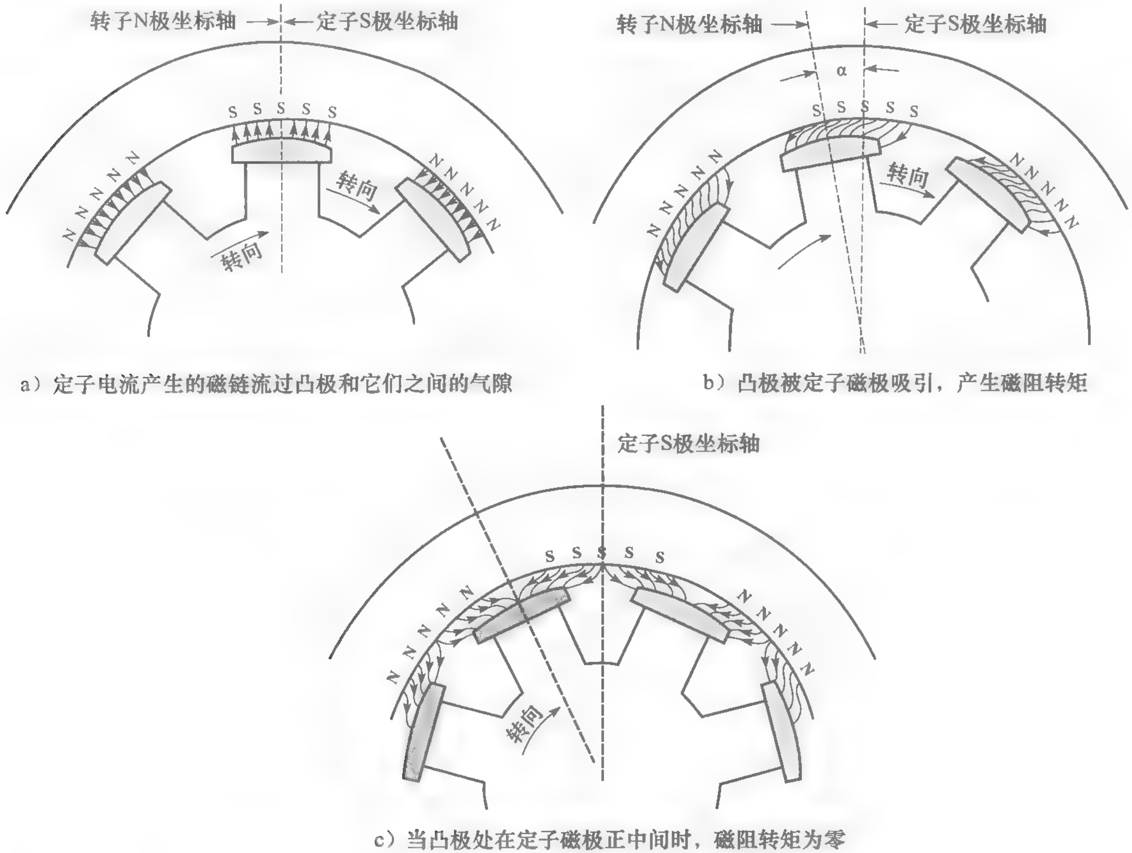


图 17-10 同步电动机的磁阻转矩

如图 17-11 所示磁阻转矩是 δ 的函数，当 $\delta=45°$时，磁阻转矩取得最大值；当 $\delta=135°$时，磁阻转矩取得负最大值。若要同步电动机作为磁阻电动机运行，则矩角必须限制在 0°～45°之间。虽然矩角为 45°～90°之间时，磁阻转矩也为正值，但是电动机处于不稳定状态，因为在矩角增大的同时输出功率在减小。

与一般的同步电动机类似，机械功率曲线在形状上跟转矩曲线相同。因此，在没有直流激励的情况下，机械功率在 $\delta=45°$时取得最大值。

磁极的凸极与否会对功率和转矩曲线形状有影响吗？答案是肯定的，实际上图 17-9 中的曲线只适用于隐极电动机。凸极电动机转矩等于基本电磁转矩和磁阻转矩之和（见图 17-11），它的转矩曲线见图 17-12。

凸极电动机的磁阻转矩最大值大约是基本电磁转矩最大值的四分之一，凸极电动机的转矩的最大值比隐极电动机的大 8%左右（见图 17-12）。但这一差别不是非常明显，因此，仍可以使用式（17.2）和式（17.5）对同步电动机运行状态进行计算。

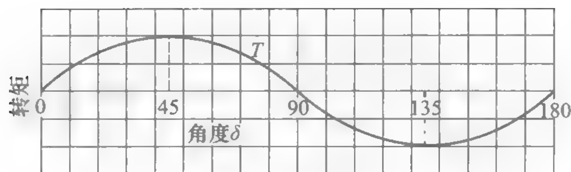


图 17-11 磁阻转矩与矩角的关系曲线

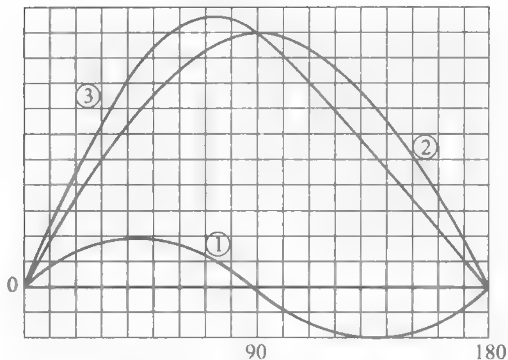


图 17-12 凸极同步电动机的合转矩（曲线③）等于基本电磁转矩（曲线②）与磁阻转矩（曲线①）的合转矩。基本电磁转矩（曲线②）是由转子直流励磁源产生

17.9 同步电动机的损耗和效率

为了让读者对同步电动机的牵出转矩、电阻、电抗和损耗的数量级有一个了解，本书列了表 17-1 供读者参考。它显示的是两台功率分别为 2000hp 和 200hp 同步电动机（依次标记为电动机 A 和电动机 B）的各项参数。

由表可以得出以下结论。

1. 满载时矩角处在 27°～37°的范围内。如前面所介绍的，这里的矩角指的是电角度。

2. 200hp 电动机的励磁功率为 2.1kW。2000hp 电动机的励磁源功率为 4.2kW，仅是前者的两倍。一般状况下，同步电动机容量越大，输出单位功率所需的励磁功率越小。

3. 电动机 B 的总损耗为 9.5kW。电动机 A 的总损耗为 38kW，尽管输出功率是前者的 10 倍，但损耗仅有前者的 4 倍。这是大容量电动机另一个性质：输出功率越大，它们的效率越高，相对损耗越小。比较表中两台电动机的效率 97.5% 和 94.0% 也可以看出这点。

4. 每相的同步电抗要远大于定子电阻。如对于 2000hp 电动机，X_s 是 R_s 的 122 倍。因而在计算电动机性能时可以忽略 R_s 的影响。

表 17-1 两台同步电动机的各项参数

额定功率	电动机 A	电动机 B	额定功率	电动机 A	电动机 B
功率（hp）	2000hp	200hp	气隙	10mm	6mm
功率（kW）	1492kW	149kW	损耗		
线电压	4000V	440V	风阻与摩擦损耗	8.5kW	1kW
线电流	220A	208A	定子铁耗	11kw	2kW
转速	1800r/min	900r/min	杂散损耗	4kW	1kW
频率	60Hz	60Hz	定子铜耗	10.3kW	3.5kW
相数	3	3	转子铜耗	4.2kW	2kW
加负载状况下			总损耗	38kW	9.5kW
功率因数	1.0	1.0	阻抗与电压（相电压）		
牵出转矩（pu）	2.2	1.4	定子 X_s	7.77Ω	0.62Ω
满载矩角	36.7°	27°	定子电阻 R_s	0.0638Ω	0.0262Ω
接法	Y形	Y形	X_s/R_s	122	23
直流激励功率	4.2kW	2.1kW	相端电压 E	2309V	254V
直流激励电压	125V	125V	相电压 E_0	2873V	285V

17.10 励磁与无功功率

一台Y联结的同步电动机，连接到线电压为 E_L 的三相电源上（见图 17-13），电动机相电压为 E，线电流 I 会在定子线圈中产生磁动势 U_a，另一方面转子电流也会产生一个直流磁动势 U_r，磁动势 U_a 与 U_r 共同作用产生总磁链 Φ。

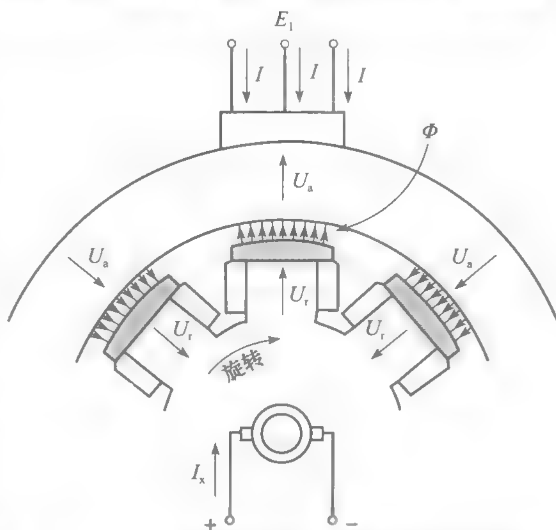


图 17-13 转子磁动势与定子磁动势共同作用产生总磁链 Φ。由于 E_L 是固定的，总磁链 Φ 也是不变的

磁链 Φ 在定子线圈中感应出相电势 E_a，若忽略定子铜耗，那么 $E_a=E$。又因为 E 是固定的，所以 Φ 也是不变的，这与变压器的情况是类似的（见 9.2 节）。

产生恒定磁链 Φ 所需的磁动势可能是定子磁动势，也可能是转子磁动势，或是两者的共同作用。若转子励磁电流降为零，则磁链 Φ 都是由定子磁势产生，定子线圈必须从三相线路中吸收相当数量的无功功率（见 7.9 节）。如果通入直流电流对转子励磁，转子磁势产生磁链，定子线圈从三相线路中吸收的无功功率就会随之减少。若继续增大励磁源，产生 Φ 所需的磁动势全部来自转子线圈，定子线圈就不再从三相线路吸收无功功率，此时电动机的功率因数为 1。

如果继续增大励磁源使转子磁势超出所需水平，又会发生什么情况呢？这时定子不再吸收无功功率，反而是向三相线路中输出无功功率。同步电动机就如同电容一样，成为一个无功功率源。所以，通过改变直流励磁，能使同步电动机吸收或者输出无功功率。由于具有这个重要性质，同步电动机有时在驱动负载的同时还可以用来补偿企业的功率因数。

17.11 额定功率因数

大部分同步电动机都在单位功率因数条件下运行。当需要同步电动机输出无功功率时，同步电动机在满载运行时的功率因数一般为 0.8（超前），这种电动机能输出相当于其机械功率 75%的无功功率。如图 17-14 所示，该电动机额定功率为 3000kW，那么它在输出3000kW机械功率的同时还向线路上输出了 75%×3000=2250kvar 的无功功率。功率因数超前的电动机比单位功率因数的电动机体积更大，成本也更高，因为在额定功率一定的情况下，前者的励磁电流和定子电流也会更大。

图 17-14 所示是满载时单位功率因数电动机的示意图，端口相电压、线电流分别记为 E_{ab}、I_p，则每相吸收的有功功率：

$$P = E_{ab}I_p \tag{17.6}$$

吸收的有功功率与电动机的机械功率相等。



图 17-14 单位功率因数同步电动机和它满载时相量图

图 17-15 所示是功率因数为 0.8 的电动机满载时的示意图，它输出与图 17-14 所示相同的机械功率。线电流 I_s 超前端口电 E_{ab} 36.87°，I_s 可以被分解成 I_p 和 I_q 两个分相量。

$$I_p = 0.8I_s \tag{17.7}$$

$$I_q = 0.6I_s \tag{17.8}$$

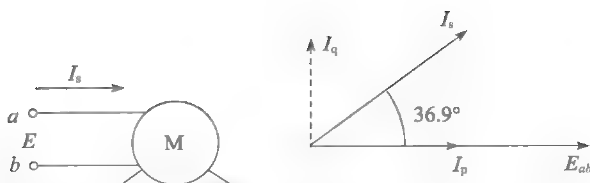


图 17-15　功率因数为 0.8 的同步电动机和它满载时的相量图

吸收有功功率

$$P = E_{ab} I_p = 0.8 E_{ab} I_s \tag{17.9}$$

输出无功功率

$$Q = E_{ab} I_q = 0.6 E_{ab} I_s \tag{17.10}$$

由式（17.9）和式（17.10），可得：

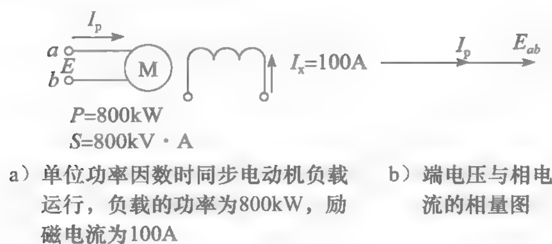
$$Q = 0.75P$$

比较 I_p 和 I_s，可以发现 $I_s = 1.25 I_p$。因此，对于相同的机械功率输出，超前功率因数 0.8 时的电动机电流要比单位功率因数的电动机大 25%。

17.12　V 形曲线

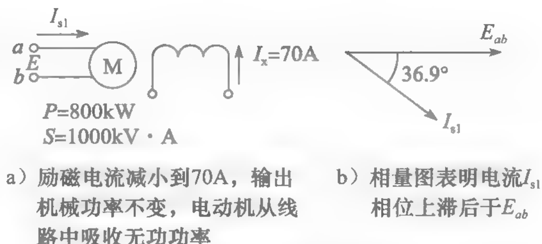
假设同步电动机在额定功率下运行，观察励磁改变时电动机的运行情况。励磁改变对转速没有影响，所以电动机的机械功率是固定的。首先，调节励磁源使电动机的功率因数为 1，相量图见图 17-16，假设 $I_x = 100\text{A}$，$P = 800\text{kW}$。

如果将励磁电流减为 70A，电动机将会除了从线路中吸收有功功率外，还会吸收无功功率，假设电动机视在功率增加到 $S = 1000\text{kV} \cdot \text{A}$，线电流就会从 I_p 上升到 I_{s1}（见图 17-17）。从向量图中可以看到，I_{s1} 在 E_{ab} 方向的分量仍与 I_p 相等，这是由于电动机输出的机械功率没有变。



a）单位功率因数时同步电动机负载运行，负载的功率为800kW，励磁电流为100A　b）端电压与相电流的相量图

图 17-16　同步电动机的功率因数为 1

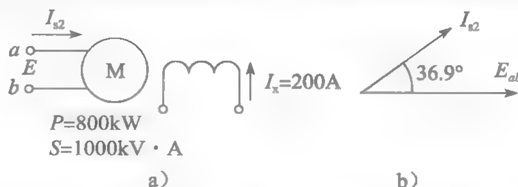


a）励磁电流减小到70A，输出机械功率不变，电动机从线路中吸收无功功率　b）相量图表明电流I_{s1}相位上滞后于E_{ab}

图 17-17　同步电动机的功率因数为 0.8（滞后）

电流 I_{s1} 相位上落后于 E_{ab}，故功率因数也表现为滞后。虽然励磁电流 I_x 变小了，但是定子吸收的视在功率增大了。

若把励磁电流增加到 200A，电动机就会向所连的线路中输出无功功率（见图 17-18），视在功率又会比单位功率因数时的大。假设视在功率 $S = 1000\text{kV} \cdot \text{A}$，线电流 I_{s2} 相位超前端电压 E_{ab}。但是 I_{s2} 在 E_{ab} 方向上的分量仍与 I_p 相等，因为输出的机械功率没有变。



a）　b）

图 17-18　同步电动机的功率因数为 0.8（超前）

通过改变励磁电流的方法，能绘制出同步电动机视在功率与直流励磁电流的函数曲线，即V形曲线（见图17-19）。V形曲线适用于负载恒定的情况。图17-19两条V形曲线分别对应满载和空载时的情况，它们表明改变励磁电流就可以使同步电动机输出或吸收无功功率。

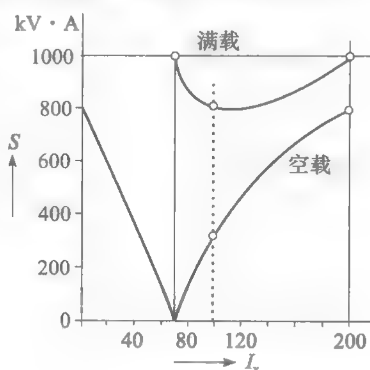


图17-19 1000hp同步电动机分别在空载和负载情况下的V形曲线

例17-5 一台同步电动机输出功率为3000kW（4000hp），线电压6600V，频率60Hz，转速200r/min，功率因数0.8（超前），同步电抗为11Ω，计算：

a. 电动机每相的视在功率；

b. 线电流；

c. E_o的大小和相位；

d. 画出相量图；

e. 求矩角δ。

解 首先将给定值换算成电动机Y联结时单相值

a. 每相吸收的有功功率

$$P = 3000/3 = 1000\text{kW}$$

每相的视在功率

$$S = P/\cos\theta = 1000/0.8 = 1250\text{kV}\cdot\text{A}$$

b. 线电压

$$E = E_L/\sqrt{3} = 6600/\sqrt{3} = 3811\text{V}$$

线电流

$$I = S/E = 1250\times1000/3811 = 328\text{A}$$

c. 为了计算E_o的大小和相位，画出电动机每相的等效电路图（见图17-20），由电路图可以写出电路等式。选E作为参考相量：

$$E = 3815\angle 0°$$

故

$$I = 328\angle 36.9°$$

列出电路方程

$$-E + jIX_s + E_o = 0$$

故

$$\begin{aligned}E_o &= E - jIX_s = 3811\angle 0° - j(328\angle 36.9°)11\\ &= 3811\angle 0° - 3608\angle(36.9° + 90°)\\ &= 3811(\cos 0° + j\sin 0°) - 3608(\cos 126.9° + j\sin 126.9°)\\ &= 3811 + 2166 - j2885 = 5977 - j2885 = 6637\angle -26°\end{aligned}$$

d. E_o相位上比E落后26°，完整的相量图见图17-21。

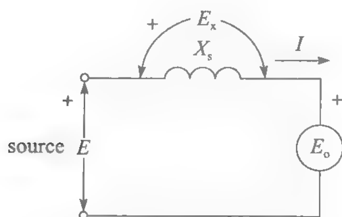


图17-20 接到电源E的同步电动等效电路图。图中已标出电压参考极性和电流参考方向。见例17-5

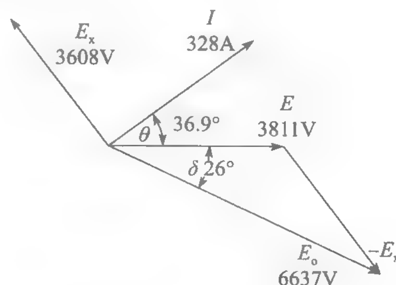


图17-21 见例17-5

e. 矩角 δ 为 26°。 ◀

17.13 同步电动机的制动

由于转子和负载惯性的作用，大型同步电动机从线路上切除后，也许需要几个小时才能完全停下来。为了减少停止时间，一般采用下列几种制动方法：

1. 保持直流励磁源，将电枢回路短路。
2. 保持直流励磁源，电枢回路中接入外部电阻。
3. 机械制动。

在方法 1 和方法 2 中，电动机是作发电机运行，能量都消耗在回路中的电阻上。方法 3 机械制动一般使用在电动机转速降为原来一半以下时，因为较低的速度可以减少对刹车片的磨损。

例 17-6 一台同步电动机输出功率为 1500kW，线电压 4600V，转速 600r/min，频率 60Hz，同步电抗 16Ω，定子每相电阻 0.2Ω。定子感应电压 E_o=2400V，电动机和负载的转动惯量为 275kg·m²。保持电动机的励磁电流不变，应用电枢回路短路法对电动机制动。计算：

a. 转速为 600r/min 时，电枢上耗散的功率；
b. 转速为 150r/min 时，电枢上耗散的功率；
c. 转速为 600r/min 时，电动机的动能；
d. 转速为 150r/min 时，电动机的动能；
e. 电动机转速从 600r/min 降为 150r/min 所需要的时间。

解 a. 见图 17-22a，电动机刚从线路上切除，现在采用电枢回路短路法制动，电动机作发电机运行，转速仍是 600r/min，频率是 60Hz。

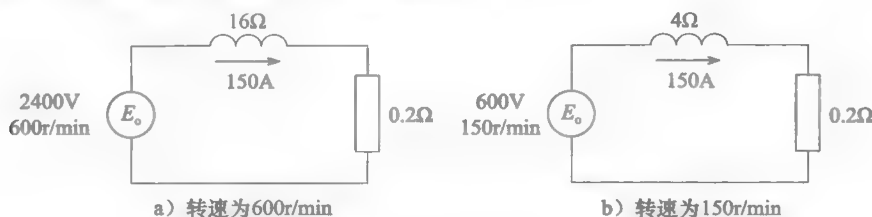


图 17-22 例 17-6 图

则每相阻抗

$$Z=\sqrt{R^2+X_L^2}=\sqrt{0.2^2+16^2}=16\Omega$$

每相电流

$$I=E_o/Z=2400/16=150\text{A}$$

故，转速 600r/min 时，电枢上三相耗散功率

$$P=3I^2R=3\times150^2\times0.2=13.5\text{kW}$$

b. 由于励磁电流不变，故定子感应电势 E_o 与转速成正比，当转速降为 150r/min

$$E_o=2400\times(150/600)=600\text{V}$$

频率正比于转速

$$f=60\times(15/60)=15\text{Hz}$$

同步电抗正比于频率

$$X_s=16\times(15/60)=4\Omega$$

参见图 17-22b，转速为 150r/min 时每相阻抗为

$$Z=\sqrt{0.2^2+4^2}=4\Omega$$

相电流

$$I = E_o/Z = 600/4 = 150\text{A}$$

可以看出，电动机转速从 600r/min 降到 150r/min 过程中，电枢短路电流保持不变，则耗散在电枢上的功率与上以前的相同

$$P = 13.5\text{kW}$$

c. 转速 600r/min 时，电动机动能

$$E_{k1} = 5.48 \times 10^{-3} Jn^2 = 5.48 \times 10^{-3} \times 275 \times 600^2 = 542.5\text{kJ}$$

d. 转速 150r/min 时，电动机动能

$$E_{k2} = 5.48 \times 10^{-3} \times 275 \times 150^2 = 33.9\text{kJ}$$

e. 转速从 600r/min 降到 150r/min 过程中，损失的动能

$$W = E_{k1} - E_{k2} = 542.5 - 33.9 = 508.6\text{kJ}$$

这些能量用于电枢电阻的发热，则转速从 600r/min 降到 150r/min 所需的时间

$$P = W/t$$

$$13.5 = 508.6/t$$

$$\text{故 } t = 37.7\text{s}$$

可以看出，如果定子端接入外接电阻，电动机制动时间会变短。◀

17.14 同步电动机与感应电动机

从前面介绍我们知道，感应电动机在转速超过 600r/min 时拥有良好的运行性能，但当转速较低时，感应电动机会变得重量大、成本高，功率因数和效率都会降低。

同步电动机由于具有保持单位功率因数和高效率的特性，所以在低速状况下，同步电动机仍能表现出良好的运行性能。虽然在构造上更复杂，但同步电动机的重量和成本通常要低于具有相同功率和转速的感应电动机，特别是当转速低于 300r/min 的时候。

同步电动机在输出额定功率的同时还能对系统进行功率因数补偿。此外，因为笼型绕组对同步电动机的转速和效率没有影响，它的阻值可以做得非常高，同步电动机的起动转矩比感应电动机的大得多。图 17-23 所示给出了具有相同标幺值的笼型感应电动机和同步电动机的一些特性，由图可见两者最大的不同是起动转矩。

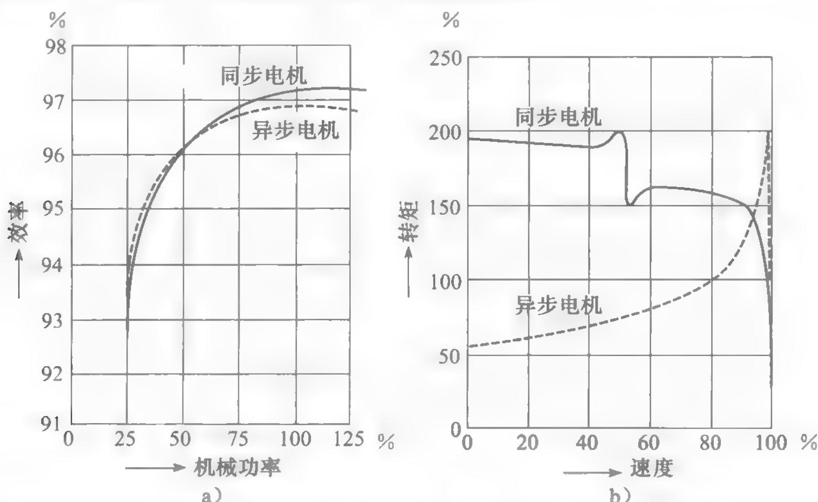


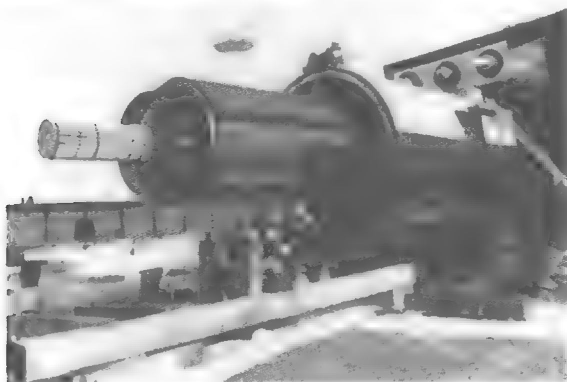
图 17-23 两台笼型感应电动机和同步电动机额定功率、额定转速、额定电压和频率相同，分别是 4000hp、1800r/min、60Hz，本图是对两者效率（图 a）和起动转矩（图 b）的比较

大功率变频器可以使同步电动机以很低的速度运行，因此 10MW 级别的同步电动机常用来驱动压榨机、回转窑和变速球磨机。

17.15 同步调相器

同步调相器本质上就是空载运行的同步电动机。调相器的作用是向三相系统输出或吸收无功功率，以保持三相系统中电压的稳定（参见第 25 章），就如同一个大型的三相电容（或电感）。调相器产生的无功功率可以通过调节直流励磁源来改变。

大部分同步调相器的容量在 20～200Mvar 之间，多数是采用氢冷却（见图 17-24）。它们的起动与同步电动机相似，但若系统无法提供所需的起动功率，可使用小容量起动电动机将其牵入同步。例如，在某装置中，一台 160Mvar 的同步调相器就是用一台1270kW 的绕线式电动机牵入同步的。



a）三相同步调相器，额定值为：16kV，900r/min，-200Mvar（输出无功功率）+300Mvar（吸收无功功率），用于对一条 735kV的输电线路进行调压。其他参数：转子重量：143t；转子直径：2670mm；定子铁心轴长：3200mm；气隙长度：39.7mm



b）同步调相器近景。它的钢结构外壳中有高压氢（300 kPa，或约44lbf/in²）

（图片由Hydro-Québec提供）

图 17-24 同步调相器

例 17-7 一台同步调相器容量为 160Mvar，电压 16kV，转速 1200r/min，频率 60Hz，同步电抗的标幺值为 0.8，接在 16kV 的输电线路上。计算下列两种情形的 E_o 的大小：

a. 电机吸收 160Mvar；

b. 电机输出 120Mvar。

解 a. 电机的标准阻抗

$$Z_n = E_n^2/S_n = 16\,000^2/(160 \times 10^6) = 1.6\Omega$$

每相同步电抗

$$X_s = X_s(\text{pu})Z_n = 0.8 \times 1.6 = 1.28\Omega$$

吸收 160Mvar 无功功率时的线电流

$$I_n = S_n/(\sqrt{3}E_n) = (160 \times 10^6)/(1.73 \times 16\,000) = 5870\text{A}$$

同步电抗上的压降

$$E_x = IX_s = 5870 \times 1.28 = 7400\text{V}$$

相电压

$$E = E_L/\sqrt{3} = 16\,000/1.73 = 9250\text{V}$$

选择 E 作为参考相量

$$E = 9250\angle 0°$$

由于电机是吸收无功功率，电流 I 相位落后 E 90°

$$I = 5780\angle -90^\circ$$

由图 17-25a，可得：

$$-E + jIX_s + E_o = 0$$

故

$$E_o = E - jIX_s = 9250\angle 0^\circ - 5780 \times 1.28\angle(90^\circ - 90^\circ) = 1850\angle 0^\circ$$

该电压为 1850V，要远小于线电压 9250V。

b. 输出 120Mvar 无功功率时线电流

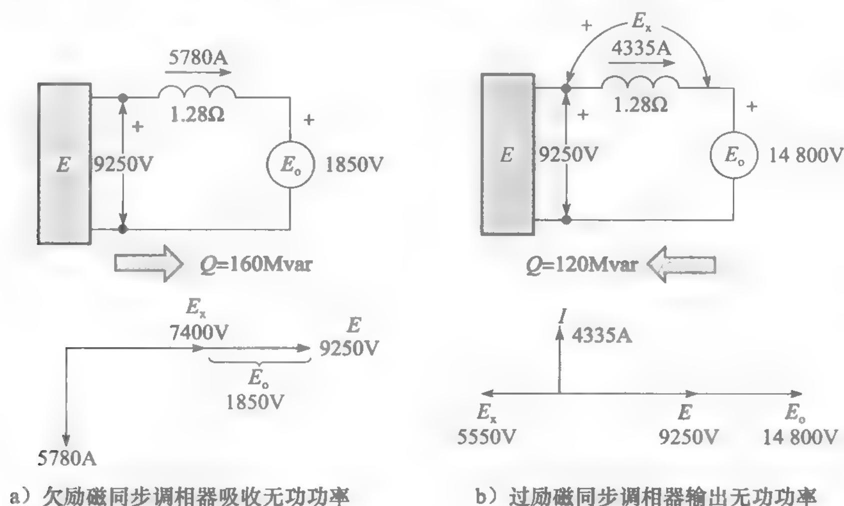
$$I_n = Q/(\sqrt{3}E_n) = (120 \times 10^6)/(1.73 \times 16\,000) = 4335\text{A}$$

因为 I 相位超前 E 90°

$$I = 4335\angle 90^\circ$$

由图 17-25b 可得

$$E_o = E - jIX_s = 9250\angle 0^\circ - 4335 \times 1.28\angle 180^\circ = (9250 + 5550)\angle 0^\circ = 14\,800\angle 0^\circ$$



a）欠励磁同步调相器吸收无功功率　　b）过励磁同步调相器输出无功功率

图 17-25　例 17-7 图

该电压为 14 800，远大于线电压 9250V。◀

习题

初级

17-1 比较同步发电机，同步电动机和笼型感应电动机的结构。

17-2 解释同步电动机是如何起动的。直流励磁源应在何时加入？

17-3 在负载变化的情况下，为什么同步电动机转速仍能保持恒定？

17-4 与笼型感应电动机相比，同步电动机有哪些优点？试列举一些。

17-5 同步调相器的本质是什么？它的作用是什么？

17-6 a. 欠励磁同步电动机的实质是什么？
b. 若同步电动机过励磁，它输出的机械功率会增加吗？

17-7 一台同步电动机视在功率为 2000kV·A，功率因数为 0.9（超前）。若效率为 95%，估算电动机输出功率。

17-8 一台单位功率因数同步电机正驱动一台泵。若增加励磁源大小会发生什么情况？

17-9 一台三相同步电动机转速为 225r/min，连到 4kV、60Hz 的线路上，线电流为 320A，吸收的功率为 2000kW。计算：
a. 电动机吸收的视在功率；
b. 电动机的功率因数；
c. 电动机吸收的无功功率；
d. 转子极数。

17-10 一台同步电动机线电流为150A。若增大励磁电流，则线电流降为140A。问：在增大励磁电流前，电动机是欠励磁还是过励磁？

中级

17-11 a. 如图17-1所示的3000hp电动机，假设其效率为97%，估算它满载时的电流。
b. 计算励磁线圈电阻。

17-12 如图17-2所示，问：对于指定频率，转子转速应达多少？

17-13 一台三相同步电动机额定功率为800hp，电压为2.4kV，频率60Hz，单位功率因数运行。在运行过程中，线电压突然降为1.8kV，但励磁电流没有变化。试解释下列参数受到怎样的影响：
a. 电动机的转速和机械功率；
b. 矩角δ；
c. 转子磁极的位置；
d. 功率因数；
e. 定子电流。

17-14 图17-7a所示的同步电动机有如下参数（每相）
$E=2.4\text{kV};E_o=3\text{kV};X_s=2\Omega;I=900\text{A}$
画出相量图并计算：
a. 矩角δ；
b. 每相有用功功率；
c. 功率因数；
d. 每相吸收或输出的无功功率。

17-15 a. 在题17-14中，若机械负载突然被切除，计算线电流和矩角δ；
b. 计算电动机每相吸收或输出的无功功率。

17-16 一台500hp的同步电动机驱动一台压缩机，它的功率因数为1。如果增加励磁，而不改变其他条件，下列参数将如何变化：
a. 电动机吸收的有功功率；
b. 线电流；
c. 电动机吸收或输出的无功功率；
d. 矩角。

高级

17-17 如图17-4所示的电动机，功率为4000hp，电压6.9kV，每相同步电抗为10Ω，定子线圈为Y联结。电动机在满载（4000hp）下运行，功率因数为0.89（超前），若效率为97%，计算：
a. 视在功率；
b. 线电流；
c. E_o的大小（指每相）；
d. 此时转子磁极所在位置距离它空载时所在位置的机械角度；
e. 输出的无功功率；
f. 在不失步前提下，电动机最大输出功率。

17-18 在题17-17中，若功率因数调整为1，计算：
a. 定子每相感应电压E_o；
b. 新矩角。

17-19 一台单位功率因数，三相同步电动机驱动一台压缩机。它的额定功率为400hp，额定电压2300V，额定转速450r/min，额定电流60A，频率60Hz，同步电抗标幺值为0.88，定子感应电压E_o的标幺值为1.2。计算：
a. X_s和E_o的大小（指每相）；
b. 牵出转矩；
c. 电动机在失步临界点时的线电流。

17-20 如图17-24所示的调相器，每相的同步电抗为0.6Ω，每相电阻为0.007Ω。若让电动机自然旋转至停止，则电动机会一直旋转约3小时才会完全停止。为了缩短制动时间，让定子绕组接入三个阻值为0.6Ω，呈Y联结的制动电阻。直流励磁电流保持250A不变，使制动电阻上的电压初始值为电动机额定电压的十分之一，即1600V。电动机转速为900r/min。
计算：
a. 转速为900r/min时，制动功率和制动转矩；
b. 转速为450r/min时，制动功率和制动转矩；
c. 转速从900r/min降到450r/min过程中，平均制动转矩；
d. 已知转子的转动惯量$1.7\times10^6\text{lb}\cdot\text{ft}^2$，电动机转速从900r/min降到450r/min所需要的时间。

工程应用

17-21 一台单位功率因数三相同步电动机，功率为500hp，电压为2200V，额定电流为103A。在空气进气口温度为40℃及以下时，它能正常输出额定功率。制造商声称，空气进气口温度在40℃以上时，温度每上升1℃，电动机的输出功率应减少1%。若空气进气口的温度为46℃，计算电动机的最大电枢电流。

17-22 西门子公司制造了某型号三相同步电动

机，它的功率为 8800kW，电压 6kV，转速 1500r/min，频率 50Hz，功率因数 0.9，且具有如下数据：

1. 额定电流：962A；
2. 额定转矩：56.0kN·m；
3. 牵出转矩：1.45（标幺值）；
4. 堵转电流：4.9（标幺值）；
5. 定子感应电压：160V；
6. 励磁电流：387A；
7. 不计励磁系统损耗，满载时电动机效率：97.8%；
8. 转子转动惯量：520；
9. 冷却水的温升范围：25～32℃；
10. 冷却水的流量：465L/min；
11. 负载旋转惯量的最大值：1370kg·m^2；
12. 转子重量：6.10t；
13. 定子重量：7.5t；
14. 附件重量：3.97t。

使用上述数据，计算：

a. 包括附件在内，电动机的总重量；
b. 冷却水的流速；
c. 在电动机能牵入同步的前提下，负载转动惯量的最大值；
d. 满载时电动机的总损耗；
e. 满载时电动机的效率；
f. 满载时电动机输出的无功功率；
g. 若铁耗与定子铜耗相等，估算定子绕组电阻值；
h. 计算励磁绕组的电阻值。

第18章 单相电动机

18.0 引言

单相电动机可在无三相电源的条件下使用，常用于家电产品和电动工具。

市场上有许多种单相电动机，用来满足特定的应用。下面研究单相电动机的几个基本类型，特别侧重于广泛使用的分相感应电机。

18.1 单相感应电动机的结构

单相感应电动机和三相感应电动机十分相似，由笼型转子（和三相电动机完全一样）和定子（见图 18-1）组成。定子中的主绕组产生 N、S 极，副绕组在电动机起动时工作。副绕组的磁极数和主绕组相同。

图 18-2 所示逐步展示了 4 极、36 槽定子绕组。纸质绝缘体（槽内衬）先插入定子铁心的槽中；然后向槽中放入主绕组（见图 18-2a 和图 18-2b）；接着嵌入副绕组使其磁极横跨主绕组磁极（见图 18-2c），下面说明这样做的理由。

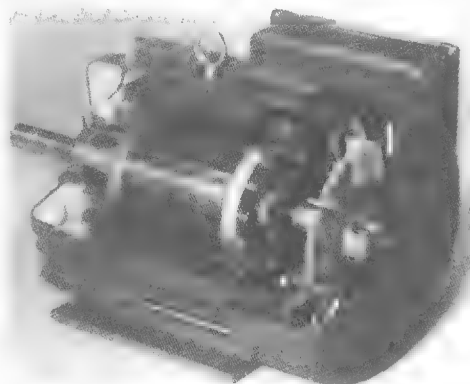
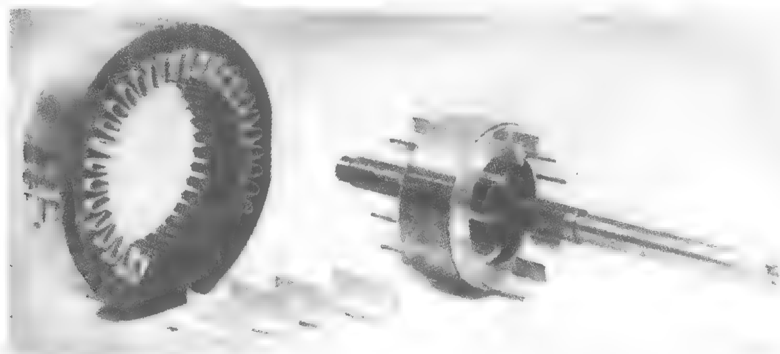


图 18-1　5 马力，1725r/min，60Hz 单相电容起动电机剖视图

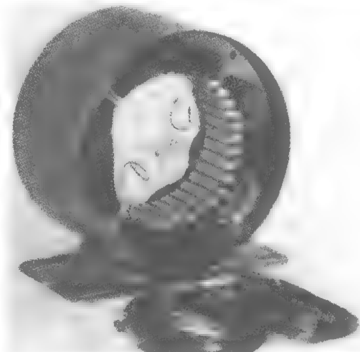
（图片由 Gould 提供）



a）1/4马力（187W）单相电动机定子铁心上有放置绝缘纸的36个槽，笼型转子与三相电动机的相似



b）四极的主绕组嵌入槽中



c）副绕组的四极横跨主绕组

图 18-2　单相感应电动机的结构

主绕组的每个极由一组四个同心圆线圈串联组成（见图 18-3a）。相邻极相连以产生交替的 N、S 极性。每极中心的空槽（显示为垂直的虚线）以及它两边仅部分嵌线的槽用来放置副绕组，后者每极只有两个同心圆线圈（见图 18-3c）。

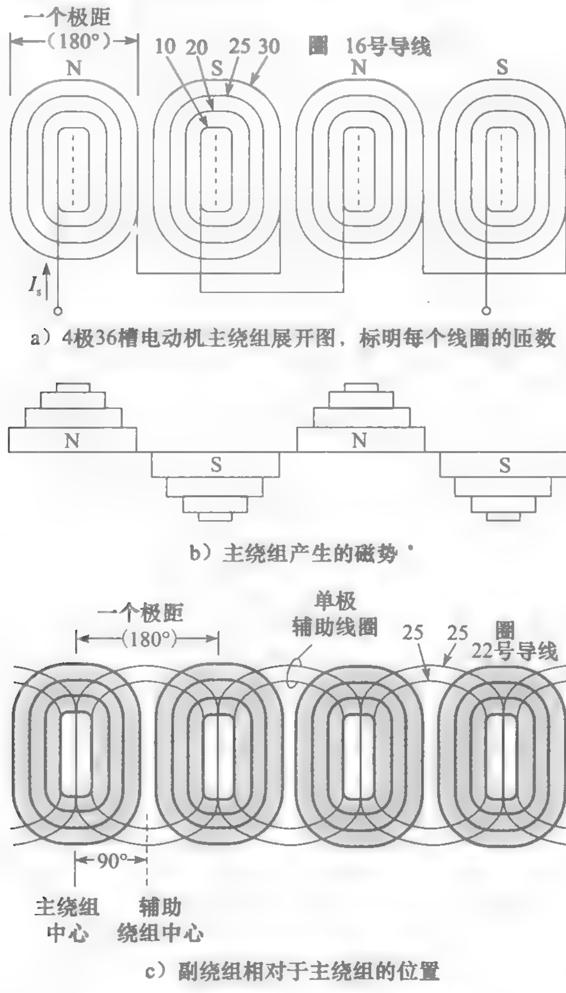


图 18-3 单相电动机的主、副绕组

图 18-4 为 2 极定子：大的主绕组和较小的副绕组互相垂直。

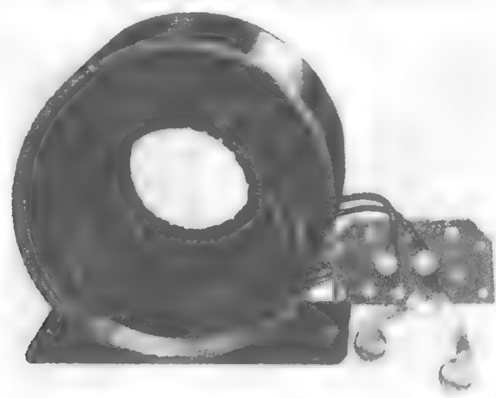


图 18-4 2 极单相电动机的主、副绕组。当转速达到同步转速的 75%时，安装在轴上的离心开关将副绕组断开

18.2 同步转速

和三相电动机一样，所有单相感应电动机的同步转速由下列方程式给出

$$n_s = \frac{120f}{p}$$

式中，n_s 是同步转速（r/min），f 是电源频率（Hz），p 是极对数。

转子转速略低于同步转速，对于小功率电动机满载时的转差率通常为 3%～5%。

例 18-1 图 18-1 所示的 4 极单相电动机，电源频率为 60Hz，电动机额定运行时转差率为 4.3%，求此时电动机的转速。

解 4 极电动机的同步速为

$$n_s = 120f/p = (120 \times 60)/4 = 1800\text{r/min}$$

电机转速计算如下

$$s = (n_s - n)/n_s$$

$$0.034 = (1800 - n)/1800$$

$$n = 1739\text{r/min}$$

◀

18.3 转矩-转速特性

图 18-5 所示是 2 极单相感应电动机转子和主绕组的示意图。假设转子被堵转，给定子施加一个交流电压，由此产生的电流 I_s 产生一个交流脉振磁通 Φ_s，和三相电动机的不同，并不产生旋转磁场。磁通在转子中感应出交流电势，从而在转子中产生了大电流。实际上，转子如短路的变压器二次侧；因此电动机不会自己起动（见图 18-6）。

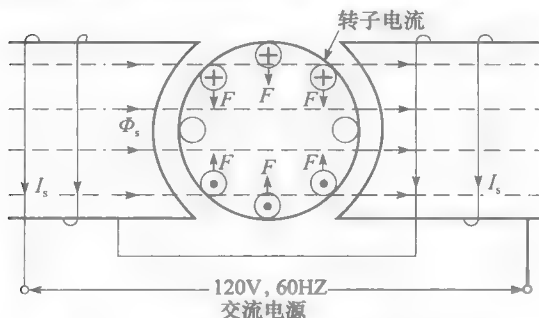


图 18-5 转子被堵转时转子导条里的电流。产生的力互相抵消，无转矩产生

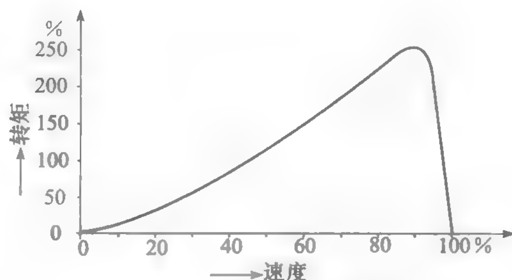


图 18-6 单相电动机典型的转矩-转速曲线

但是如果往任意方向转动转子，它将继续该方向旋转下去，转子会迅速加速直到略低于同步转速。转子加速表明电动机开始转动后电动机就有正的转矩，图 18-6 所示给出了主绕组通电后典型的转矩-转速曲线，虽然起动转矩为零，但转速接近同步转速时，电动机有较大的转矩。

18.4 工作原理

单相感应电动机的工作原理是相当复杂的，要用正交场理论[⊖]来解释。

转子一开始转动，转子导体就切割磁通 Φ_s 产生电动势 E（见图 18-7），大小随转速增加，产生的电流 I_r 在转子导体中流动。这些电流产生的交流磁通 Φ_r 与定子磁通 Φ_s 垂直。

⊖ 可用双旋转磁场理论（在 18.18 节中介绍）来分析单相电动机的特性。

Φ_r 和 Φ_s 不同时达到最大值，实际上，由于转子中电感的原因，Φ_r 比 Φ_s 滞后近似 90°。

Φ_s 和 Φ_r 共同作用产生类似三相电动机的旋转磁场。Φ_r 随着转速的增大而增大，在同步转速时近似等于 Φ_s。这也是电动机加速时转矩增大的原因。

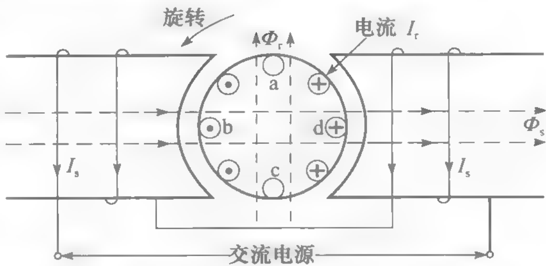


图 18-7　由旋转产生的转子导体中的电流产生了垂直于定子磁通 Φ_s 的磁通 Φ_r

通过图 18-8 可以了解旋转磁场是怎么产生的。图 18-8 所示反映了相同时间间隔下分别由转子和定子产生的电流和磁通。假设电动机转速远低于同步转速，因此 Φ_r 远小于 Φ_s。通过观察图 18-8 几个连续图片的磁通，Φ_s 和 Φ_r 共同作用产生旋转磁场是显然的。此外，水平磁通较大，垂直磁通较小，即电动机低速下的磁场强度呈椭圆形，如图 18-8f 所示。磁通和转子一样逆时针方向旋转，不论转子实际转速多大，磁通都以同步转速旋转。当电动机接近同步转速时，Φ_r 近似等于 Φ_s，形成了近乎完美的旋转磁场。

a）定子电流 I_s 最大，转子电流 I_r 为零

b）定子电流为零，转子电流最大；但是 Φ_r 小于 Φ_s

c）定子电流最大，但是为负方向

d）转子电流最大，但是为负方向

e）一个周期（$t=T$）后循环上述状况

f）气隙里的磁通 Φ 以同步转速逆时针转动，幅值在 Φ_r 的最小值到 Φ_s 的最大值之间变化

图 18-8　周期为 T，每 1/4 周期情况下单相电动机主绕组通电时的瞬时电流和磁通

18.5 堵转转矩

为了产生单相电动机的起动转矩，必须以某种方式建立一个旋转磁场。可通过增加一个副绕组来完成的，如图 18-9 所示。当主副绕组连接到交流电源时，主绕组产生磁通 Φ_s，同时副绕组产生磁通 Φ_a。如果这两个磁通不同相，Φ_a 滞后或领先 Φ_s，则就建立了旋转磁场。两相电动机旋转磁场的创建方式和三相电动机类似。

读者可以发现当转子磁通 Φ_r（如前所述）较弱时，副绕组在加速期产生较强的磁通 Φ_a。其结果是，Φ_a 加强了 Φ_r，从而在静止和低速运转时产生了大转矩。堵转转矩由如下方程给出：

$$T = kI_aI_s\sin\alpha \tag{18.1}$$

式中，T 是堵转转矩（N·m）；I_a 是副绕组堵转电流（A）；I_s 是主绕组堵转电流（A）；α 是 I_s 和 I_a 之间的相角（°）；k 是常数，取决于电动机的设计。

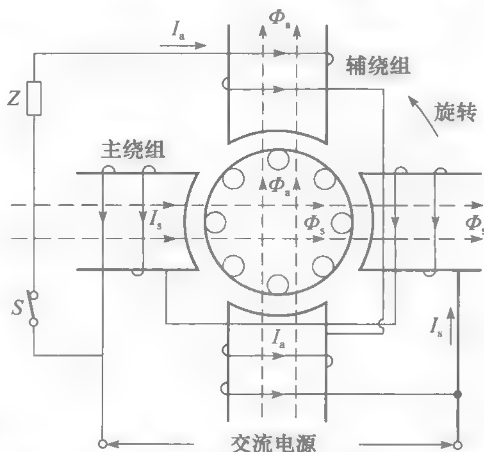
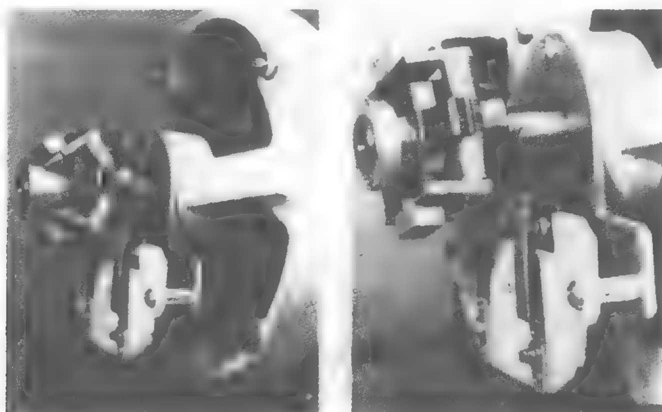


图 18-9 主副绕组通电时的电流和磁通，产生了椭圆形旋转磁场

为获得 I_s 和 I_a（Φ_s 和 Φ_a）间的相移，可在副绕组上串联阻抗 Z。阻抗可以是电阻，电感或电容，这取决于所需的起动转矩。不同阻抗的选择导致了分相电动机的多种类型。许多情况下，阻抗数值包含了副绕组自身具有的阻抗，下面加以说明。

副绕组上还串联了一个特殊的开关。当电动机达到 75% 的同步转速时它断开副绕组。图 18-10 所示安装在轴上的高速离心开关通常起这个作用。



a）离心开关处于接通状态，接触器闭合　　a）离心开关处于开启状态。由于离心力，矩形重物顶着弹簧拉力向外摆。这导致塑料圈沿轴左移，从而断开与副绕组串联的定触点

图 18-10 副绕组上的离心开关

18.6 电阻分相式电动机

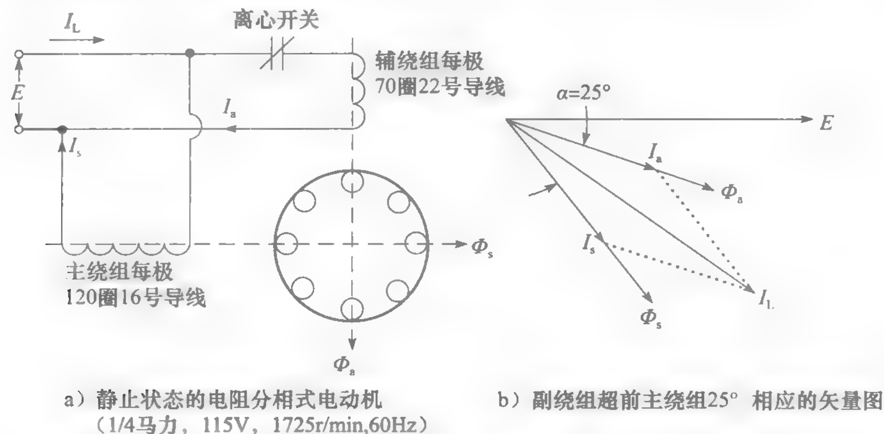
单相电动机主绕组总是用比较大的导线以减小铜耗（见图 18-11a）。绕组匝数也较多。因此，在转子堵转的情况下，感抗高而电阻低。这使得堵转电流明显滞后于供给电压 E

(见图 18.11b)。

在电阻分相式电动机中，副绕组用匝数较少的细电线。电阻比主绕组高而电感比主绕组低，导致堵转电流 I_a 的相位更接近于 E。I_a 和 I_s 间的相位角 α 产生了起动转矩。

线电流 I_L 等于 I_s 和 I_a 的矢量和。电动机起动时的电流通常是额定电流的 6～7 倍。

由于副绕组使用的是小导线，这使得电流密度高，绕组发热快。如果起动时间超过 5 秒，绕组就会开始冒烟并且可能会被烧坏，除非受到内置热继电器的保护。这种分相电动机适用于起动不频繁的低惯性负载。



a）静止状态的电阻分相式电动机（1/4马力，115V，1725r/min,60Hz）

b）副绕组超前主绕组25° 相应的矢量图

图 18-11 电阻分相单相电动机

例 18-2 一台 187W，1725r/min，115V，60Hz 的电阻分相电动机，其转子堵转，在主绕组和副绕组上加低电压进行实验，其结果如下：

	主绕组	副绕组
外加电压	$E=23\text{V}$	$E=23\text{V}$
电流	$I_s=4\text{A}$	$I_a=1.5\text{A}$
有功功率	$P_s=60\text{W}$	$P_s=30\text{W}$

计算：

a. 电流 I_a 和 I_s 间的相角；

b. 外加电压为 115V 时的堵转电流。

解 先计算主绕组 I_s 和 E 间的相角 Φ_s。

a. 视在功率为

$$S_s = EI_s = 23 \times 4 = 92\text{V}\cdot\text{A}$$

功率因数为

$$\cos\Phi_s = P_s/S_s = 60/92 = 0.65$$

可得

$$\Phi_s = 49.6°$$

即 I_s 滞后 E 49.6°

现在计算副绕组 I_a 和 E 间的相角 Φ_a。

视在功率为

$$S_a = EI_a = 23 \times 1.5 = 34.5\text{V}\cdot\text{A}$$

功率因数为

$$\cos\Phi_a = P_a/S_a = 30/34.5 = 0.87$$

可得

$$\Phi_a = 29.6°$$

即 I_a 滞后 E 29.6°。

I_s 和 I_a 之间的相位角为

$$\alpha = \Phi_s - \Phi_a = 49.6° - 29.6° = 20.0°$$

b. 求线电流的步骤：先计算主、副绕组总的 P 和 Q，然后得出总视在功率 S。

总有功功率为

$$P = P_s + P_a = 60 + 30 = 90\text{W}$$

主、副绕组的无功功率 Q_s、Q_a 分别计算如下：

$$Q_s = \sqrt{S_s^2 - P_s^2} = \sqrt{92^2 - 60^2} = 69.7\text{var}$$

$$Q_a = \sqrt{S_a^2 - P_a^2} = \sqrt{34.5^2 - 30^2} = 17.0\text{var}$$

总无功功率为

$$Q = Q_s + Q_a = 69.7 + 17.0 = 86.7\text{var}$$

总视在功率为

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{90^2 + 86.7^2} = 125\text{V}\cdot\text{A}$$

电压为 23V 时的堵转电流为

$$I_1 = S/E = 125/23 = 5.44\text{A}$$

电压为 115V 时的堵转电流为

$$I_L = 5.44 \times (115/23) = 27.2\text{A}$$

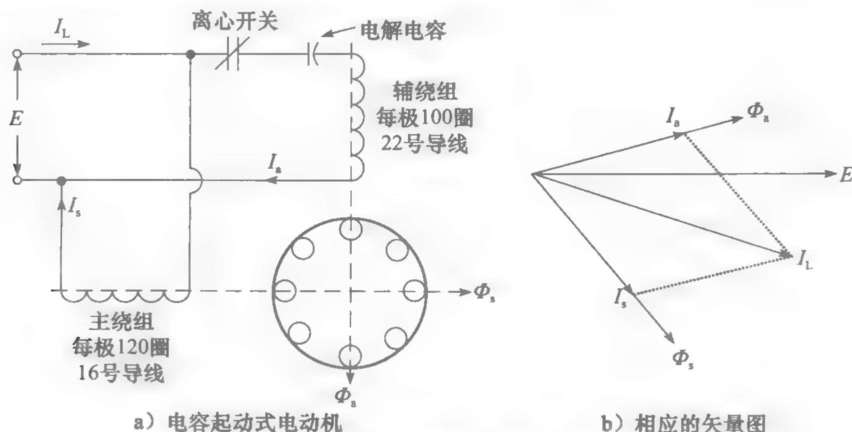
由于成本低，电阻分相式电动机是最常用的单相电动机。它适合起动转矩小，起动次数少的场合。用来驱动风扇、水泵、洗衣机、油炉、电动工具和其他装置，不胜枚举。额定功率通常介于 60W～250W 之间（1/12～1/3 马力之间）。◀

18.7 电容起动式电动机

除了副绕组和主绕组匝数差不多以外，电容起动电动机和电阻分相电动机相似。此外，如图 18-12a 所示，有一个电容器和一个离心开关和副绕组串联。

选择电容器 I_a 使超前 I_s 约 80°，这大大超过了电阻分相电动机中的 25°。因此，对于相同的起动转矩，副绕组中的电流仅约为分相电动机中的一半，起动期间副绕组温升较低。此外，堵转电流 I_L 也更小，通常是额定满载电流的 4～5 倍。

由于高起动转矩和较低的 I_a 值，电容起动式电动机适用于频繁起动或者起动时间长的场合。尽管电容起动式电动机起动特性优于分相电动机，但两台电动机具有相同的负载特性。原因是主绕组相同，而副绕组在电动机达到一定转速时不再工作。



a）电容起动式电动机　　b）相应的矢量图

图 18-12 电容起动式单相电动机

电解电容器具有小型、可靠、低成本的特点，从而促进了电容起动式电动机的广泛应用。同样的电容和电压，电解电容器要比纸质电容器小得多，便宜得多。但是，电解电容器在交流电路中只能短时间使用，而纸质电容器可以无限期工作。在电解电容器出现前，当需要高起动转矩时往往使用推斥感应电动机。推斥感应电动机有着特殊的换向器和电刷，需要大量的维护。多数电动机厂已经停止生产推斥感应电动机。

需要高起动转矩时使用电容起动式电动机。电容起动式电动机功率在 120W～7.5kW 之间（1/6～10 马力之间）。典型的负载有压缩机、大型风机、水泵和高惯性负载。

表 18-1 给出了 250W（1/3 马力），1760r/min，115V，60Hz 的电容起动式电动机的性能参数。图 18-13 所示是同一台电动机的转矩-转速曲线，表明了在加速阶段（0～1370r/min）主副绕组共同产生了一个非常大的起动转矩。当转子达到 1370r/min 时，离心开关立刻断开，导致电动机工作在主绕组的转矩-转速曲线。转矩突然从 9.8N·m 下降到 2.8N·m，但电动机继续加速到额定满载转速 1760r/min。

表 18-1 电容起动电动机的性能

额定值：250W，1760r/min，115V，60Hz，绝缘等级 105℃					
	满载			空载	
电压	—	115V	电压	—	115V
功率	—	250W	电流	—	4.0A
电流	—	5.3A	损耗	—	105W
功率因数	—	64%			
效率	—	63.9%		堵转	
转速	—	1760r/min	电压	—	115V
转矩	—	1.35N·m	电流 I_s	—	23A
			电流 I_a	—	19A
	临界点		电流 I_L	—	29A
转矩	—	3.4N·m	转矩	—	6N·m
转速	—	1600r/min	电容	—	320μF
电流	—	13A			

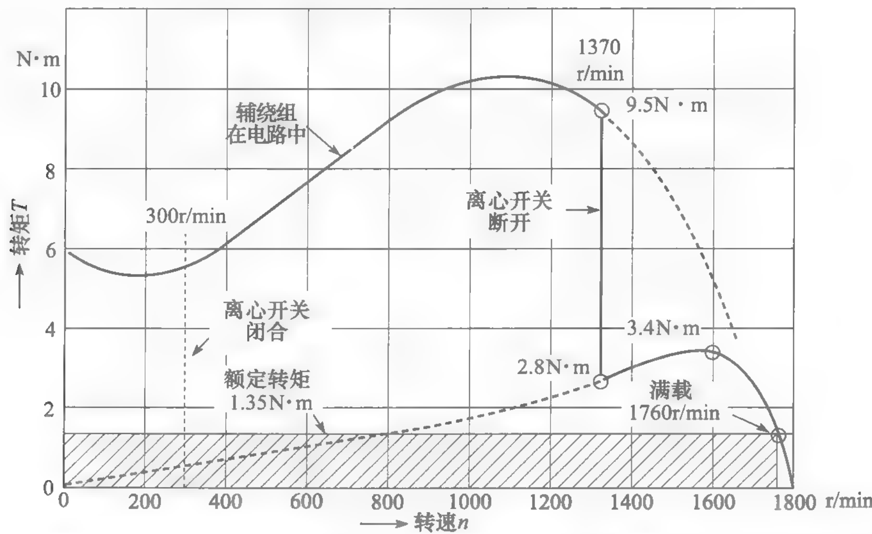


图 18-13 额定 1/3 马力（250W），1760r/min，115V，60Hz，A 级绝缘的电容起动式电动机转矩-转速曲线

18.8　单相感应电动机的效率和功率因数

小功率电动机的效率和功率因数通常较低。因此，一台 186W 电动机（1/4 马力）满载时的效率和功率因数大约是 60%。低功率因数主要是由于介于满载电流 70%～90%间的大磁化电流。因此，即使空载，这些电动机的温升也会很高。

这些分马力电动机的效率和功率因数都比较低，而整数马力单相电动机的效率和功率因数可达 80%以上。

18.9　单相电动机的振动

如果摸一摸单相电动机的定子便会注意到，无论空载还是满载，它都在快速振动。这样的振动在两相和三相电动机中是不存在的，因此单相电动机的噪声更大。

是什么原因导致这种振动呢？这是由于单相电动机吸收脉动功率却提供恒定机械功率。假设一台具有表 18A 性能的 250W 电动机，满载电流 5.3A，滞后线电压 50°。如果画出电压和电流的波形，便可以绘制提供给电动机的瞬时功率 P（见图 18-14）。由图可见，功率 P 在 −218W～+1000W 间变动。当功率为正时，电动机从线路上接收能量；相反，功率为负时，电动机往线路上输送能量。然而，无论瞬时电功率是正是负或为零，机械功率传输稳定为 250W。

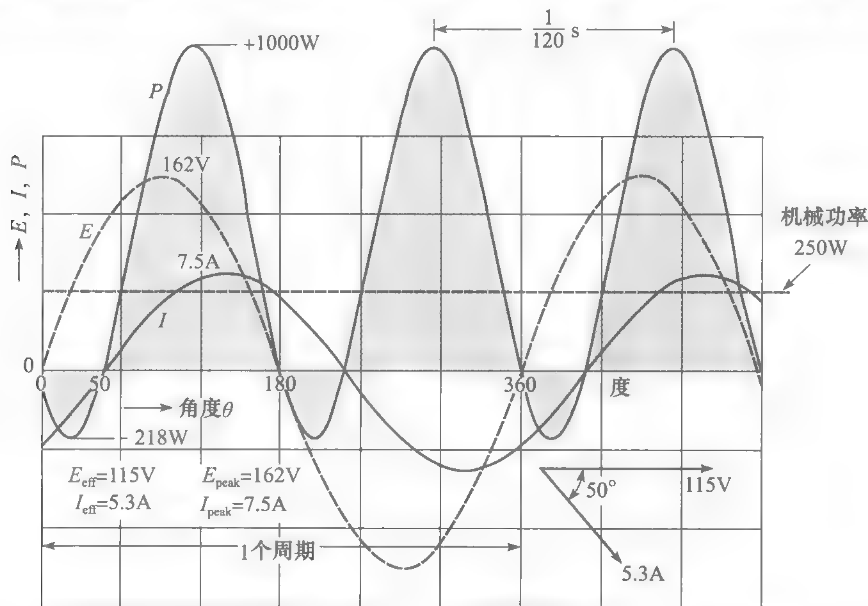


图 18-14　单相电动机吸收的瞬时功率在 −218W～+1000W 之间，输出功率恒定为 250W，因此产生振动

当吸收的电功率不足 250W 时电动机会短时间放慢。另一方面，当电功率超过机械输出和损耗之和时电动机会加速。加速过程与功率正波峰相符。类似地，减速过程于功率负波峰相符。因此，加速/减速过程每周期发生两次，或者说在 60Hz 电力系统中每秒 120 次。所以定转子以线路两倍的频率在振动。

定子振动传送到安装基座又反过来产生额外的振动和噪声。为了消除这一问题，电动机经常放在柔性支撑上（见图 18-15）。柔性支撑由两个安装在承口和支撑金属支架之间的软橡胶环组成。因为转子也在振动，所以有时在轴和机械负载间实现软连接，尤其当负载是风扇时。

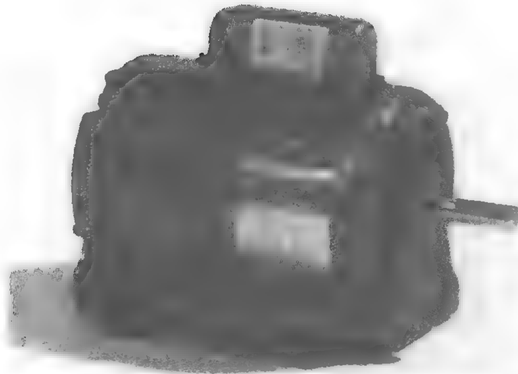


图 18-15 单相电容起动式电动机安装在柔性装置上以减轻传到安装基座的振动和噪声。电动机额定1/3马力，1725r/min. 230V，60Hz，满载电流3.0A，效率和功率因数均为60%。其他特性：空载电流：2.6A；堵转电流：13A；堵转转矩：3.6pu；最大转矩：3.0pu；运转率：1.35；总重量：10kg；全长（含轴）：278mm；总高度：232mm

（图片由 Baldor Electric 公司提供）

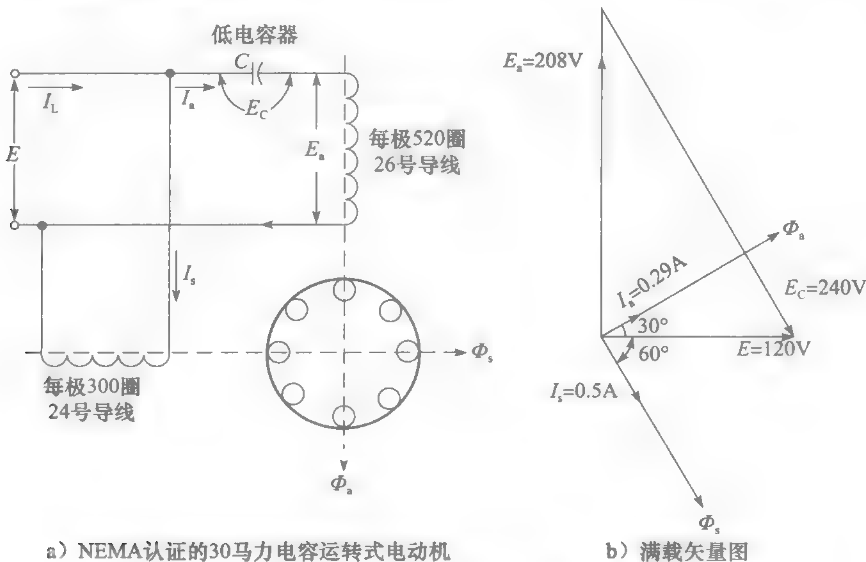
两相电动机和三相电动机不振动是因为它们各个阶段的总功率是恒定的。

18.10 电容运转式电动机

电容运转式电动机本质上是单相电源供电的两相电动机。它有两个绕组，一个直接与电源相连，另一个也与电源相连，不过串联了一个电容器（见图 18-16）。相对应直接和电源相连的绕组，串电容器的绕组使用了很多匝小导线。

这种特别安静的电动机用来驱动医院，演播室和其他重视安静的地方的固定负载。由于加入了电容器，它具有高功率因数并且不需要离心开关，但是起动转矩低。

这种电动机只有在满载工作时才和真正的两相电动机一样（见图 18-16b）。在这种情况下，两个绕组产生的磁通 Φ_a 和 Φ_s 大小相等，相位相差 90°。电动机基本上无振动。电容运转式电动机额定功率通常在 500W 以下。



a）NEMA认证的30马力电容运转式电动机　　b）满载矢量图

图 18-16 电容运转式电动机

18.11　反转

为了使前面讨论过的电动机实现反转，应该交换主绕组或副绕组的引线。

但是如果单相电动机是装有离心开关的，在运转时就不能反转。如果交换了主绕组的引线，电动机会保持原方向继续运转。

电容运转式电动机（见图 18-16）运转时能反转的原因是主、副绕组一直在线路中。对于非常小的电动机，可以用如图 18-17 所示的双掷开关改变电动机转向。在此类电动机中，主、副绕组是一样的。当开关在位置 1 时，A 绕组直连与 B 绕组和电容器串联。这样连接的电动机顺时针转动。当开关掷于 2，绕组的角色互换了，电动机将停下来，然后反向转动。

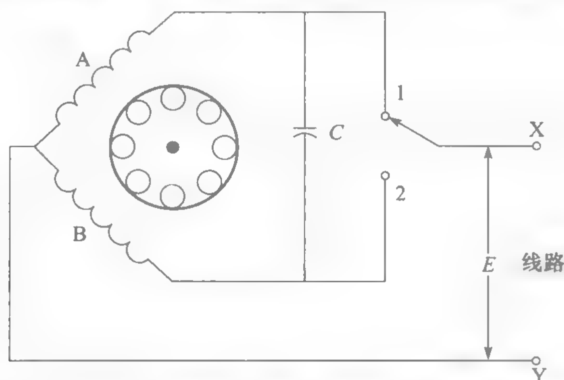
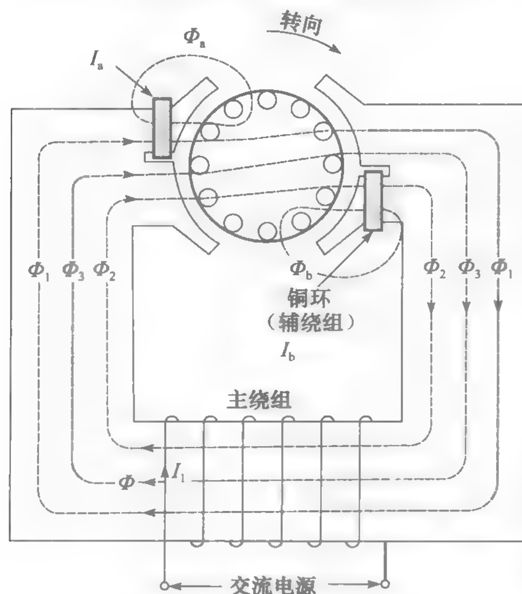


图 18-17　用一个双掷开关和电容器的可反转单相电动机

18.12　罩极电动机

罩极电动机因其结构非常简单而在功率低于 40W 时十分流行（见图 18-18）。它基本是个小的笼型电机，其中的副绕组由一个包围着每个磁极的一部分的铜环构成。



a）罩极电动机中的磁通



b）参数为千分之5马力，115V，60Hz，2 900r/min的罩极电动机（图片由Gould提供）

图 18-18　罩极电动机

主绕组是连到交流电源的简单线圈。线圈产生的总磁通被认为由同相位的 3 部分组成，Φ_1、Φ_2 和 Φ_3。磁通 Φ_1 交链左边极上的短路环，并产生相当大的电流 I_a。这个电流产生滞后于 Φ_1 的磁通 Φ_a。所以，Φ_a 也滞后于 Φ_2 和 Φ_3。($\Phi_2+\Phi_3$) 和 Φ_a 的联合作用产生一个弱旋转磁场来起动电动机。转向从未罩的磁极到被罩的磁极。右边也产生类似的转矩。磁通 Φ_2 在环中产生电流 I_b，I_b 产生的 Φ_b 滞后于 Φ_2。如前所述，($\Phi_1+\Phi_3$) 和 Φ_b 共同作用产生弱旋转磁场使得转子顺时针旋转。

尽管起动转矩、效率和功率因数很低，但结构简单，不需要离心开关使得这种电动机在低功率应用场合有着显著优势。因为铜环位置固定，它的转向不可改变。表 18-2 给出了一个典型的两极输出功率为 6W 的罩极电动机的性能参数。

表 18-2 某罩极电动机性能参数

两极、6W、150V、60Hz 罩极电动机的性能系数			
空载		**满载**	
电流	0.26A	电流	0.33A
输入功率	15W	输入功率	21W
转矩	3550r/min	转速	2900r/min
堵转		转矩	19mN·m
电流	0.35A	机械功率	6W
输入功率	24W	临界转速	2600r/min
转矩	10mN·m	临界转矩	21mN·m

例 18-3 计算参数列在表 18B 中罩极电动机的满载效率和转差率。

解 效率为

$$\eta=(P_o/P_i)\times100\%=(6/21)\times100\%=28.6\%$$

转差率为

$$s=(n_s-n)/n_s=(3600-2900)/3600=0.194=19.4\%$$

◀

18.13 通用电动机

单相通用电动机类似于串激直流电动机（见 5.8 节）。小型通用电动机基本组成如图 18-19 所示。整个磁路由硅钢片叠压而成以减少涡流损耗。这种电动机在交流和直流下都能工作，每种情况下产生的转矩-转速曲线都差不多。所以称它为通用电动机。

当电动机和交流电源相连时，交流电流流经电枢和串联磁场绕组，产生磁通 Φ，并与电枢中的电流反应产生转矩。由于电枢电流和磁通同时反向，转矩始终保持同一方向。这种电动机中不产生旋转磁场；工作原理和和串激直流电动机一样并且具有相同的基本特征。

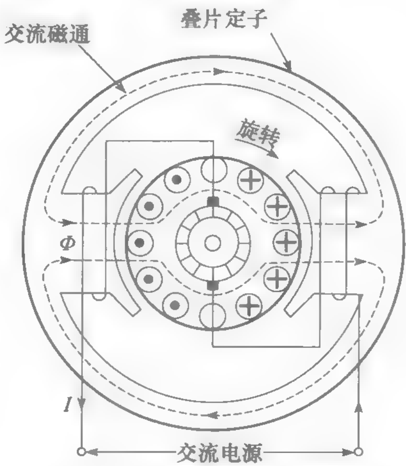


图 18-19 交流串激电动机也称通用电动机

分马力通用电动机的主要优点是它们的高转速和高起动转矩。因此可以用来驱动真空吸尘器中的高速离心风机。而高速和输出相同功率时体积更小等优点使通用电动机应用于驱动便携式工具，如电锯和电钻等。空载转速可达 5000～15 000r/min，但是和所有串激电动机一样，随着负载增加转速迅速下降。

串激电动机有许多不同尺寸，小到玩具电动机大到以前电力机车用的大电动机。

图 18-20 给出了一台 115V，8000r/min，1/100 马力通用电动机的交流性能曲线。满载电流 175mA。

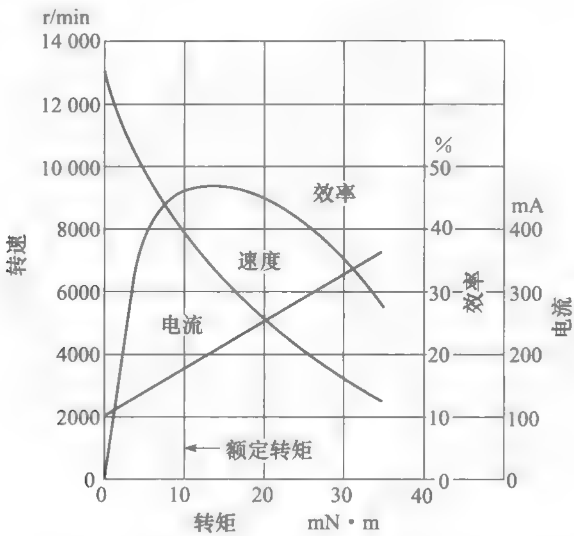


图 18-20 额定数据为 115V，60Hz 满载 1/100 马力，8000r/min 的通用电动机特性

18.14 磁滞电动机

为了理解磁滞电动机的工作原理，先分析图 18-21。图示为固定转子被可顺时针自由转动的 N、S 极包围。转子由高抗磁力的陶瓷材料组成。这是电阻接近绝缘体的永磁材料。所以转子中不可能产生涡流。

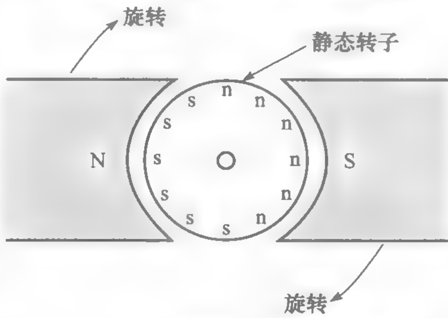


图 18-21 永磁转子和机械驱动旋转磁场

磁场转动使转子磁化，在转动 N、S 极下产生不同极性的磁极。实际上，旋转磁场不断调整转子中的磁畴。显然，磁畴每走过一个完整周期（或磁滞回线），磁场就完成一次完整旋转。因此转子中产生磁滞损耗，与磁滞回线的面积成比例（见 2.26 节）。这些损耗使转子温度上升。

假定每次旋转的磁滞损耗为 E_h 焦耳，每分钟场旋转 n 次。转子每分钟的能量损耗为

$$W = nE_h$$

相应的功率（耗散在热量上的）为

$$P_h = W/t = nE_h/60(\mathrm{W})$$

但是转子耗散的功率只能来自用于驱动 N、S 极的机械功率。这个功率为

$$P = nT/9.55$$

因为 $P=P_h$，有

$$nT/9.55 = nE_h/60$$

而

$$T = E_h/6.28 \tag{18.2}$$

式中，T 是施加在转子上的转矩（N・m）；E_h 是每转转子损耗的磁滞能量（J/r）；6.28 是常数（精确值是 2π）。

式（18.2）表明驱动磁体所需要的转矩是常数，与转子转速无关。换句话说，不管磁极转得是快是慢，施加在转子上的转矩总是一样的。区分磁滞电动机和其他电动机的正是这一基本属性。

旋转磁场通常由三相定子或有副绕组的两相定子产生。当磁滞转子放进这样的定子中时，便会立刻加速直到同步转速。加速转矩基本恒定，如图 18-22a 曲线所示。这和笼型感应电动机完全不同，后者随着转速接近同步转速，转矩逐渐降低到零。

由于大型配电系统频率固定，磁滞电动机用于电子时钟和其他精确定时装置（见图 18-23）。

它也用来驱动录音机、唱盘和其他精密的音频设备。在这些装置中，恒定的转速当然是追求的功能。而磁滞电动机特别适合驱动这些装置是因为它的高惯性。惯性阻碍许多电动机（比如磁阻电动机）加速因为达到同步时旋转磁场必须突然锁定。磁滞电动机因为保持恒转矩直到同步转速，故没有这样的突变。

当电动机加速时，全转矩可以带动机械负载并克服惯性。刚达到同步转速，转子磁极还有磁性所以电动机像永磁同步电动机一样运转。转子磁极滞后定子磁极一定角度，大小取决于加在负载上的机械转矩。

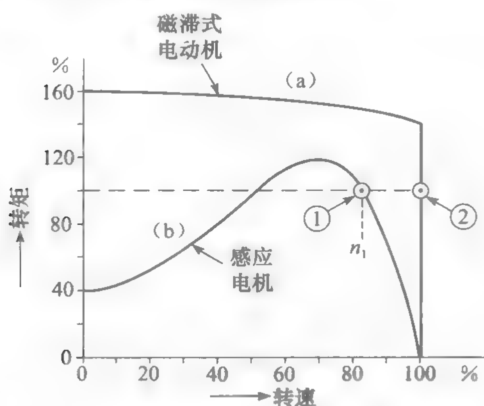


图 18-22 2 台典型电容运转电动机的转矩-转速曲线
a. 磁滞电动机；b. 感应电动机



图 18-23 32 极铁氧体转子单相磁滞时钟电动机

例 18-4 一台 60Hz 磁滞时钟电动机具有 32 个磁极。相对旋转磁场转过完整的一周，转子中的磁滞损耗为 0.8J。计算：

a. 牵入和牵出转矩；
b. 电动机停转前的最大输出功率；
c. 当电动机停转时的转子损耗；
d. 当电动机以同步速旋转时的转子损耗。

解 a. 在磁滞电动机中，牵入和牵出转矩相等

$$T = E_h/6.28 = 0.8/6.28 = 0.127\text{N}\cdot\text{m}$$

b. 同步速为

$$n_s = 120f/p = 120\times 60/32 = 225\text{r/min}$$

最大功率为

$$P = nT/9.55 = (225\times 0.127)/9.55 = 3\text{W}(\text{or}3/746 = 1/250\text{hp})$$

c. 当电动机停转时，旋转磁场以相对转子 225r/min 的转速旋转，每分钟的功率损耗为

$$W = 225\times 0.8 = 180\text{J}$$

转子上消耗的功耗为

$$P = W/t = 180/60 = 3\text{W}$$

d. 当电动机以同步速旋转时，由于转子中的磁畴不再变化，故转子中损耗为零。 ◀

18.15 同步磁阻电动机

通过铣、刨等加工方法在一个标准的笼型转子上形成如图 18-24 所示的多个凸磁极，即成为磁阻电动机的转子。

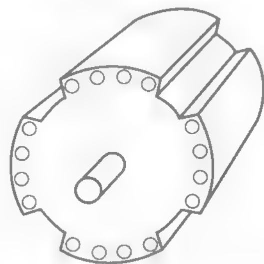


图 18-24 同步磁阻电动机转子

磁阻电动机的起动和笼型电动机一样，但当它接近同步转速时，凸磁极锁定旋转磁场，所以电动机以同步转速运转。和相同尺寸的磁滞电动机相比，牵入转矩和牵出转矩都很小。此外，磁阻电动机不能使高惯性负载加速到同步转速，其原因可见图 18-22。

定子磁极以与转差率相对应的速度转过转子磁极。如果转子对牢旋转磁场，在定子磁极转过一个转子磁极的时间内也一定如此。如果时间间隔（Δt）内牵入没完成，那就不会实现了。在转速从 n_1 到同步转速 n_s 的过程中，旋转件的动能增量由式 3.8 给出：

$$\Delta E_k = 5.48 \times 10^{-3} J(n_s^2 - n_1^2) \tag{18.3}$$

其中，J 是转动惯量。

此外，时间间隔由下式给出：

$$\Delta t = 60/(n_s - n_1)p \tag{18.4}$$

因此，为了达到同步转速，电动机加速功率 P_a 至少

$$P_a = \Delta E_k/\Delta t = 1.8 \times 10^{-4} n_s(n_s - n_1)^2 Jp\text{(近似值)} \tag{18.5}$$

此外，电动机必须持续提供负载所需功率 P_L。如果 $P_a + P_L$ 超过了电动机的功率容量，电动机将永远不能达到同步转速。从本质上讲，磁阻电动机只能在转差率小，转动惯量 J 低的时候达到同步。

尽管有这一缺陷，磁阻电动机比其他同步电动机便宜，特别适合于变频调速。由于此时旋转磁场的速度跟着转子速度变化，惯性将不再成为问题。目前，已有几百马力的三相磁阻电机在应用。

18.16 同步传动

在一些远程控制系统中，比如可能需要移动一两米外的变阻器位置。这个问题用软轴很容易解决。如果变阻器在 100 米外，软轴解决方案变得不切实际。这时，可使用一个电气轴将旋钮和变阻器系在一起。这样的轴是如何工作的呢？

假设两台传统的绕线式感应电动机三相定子并联联结（见图 18-25）。各自转子的两相也并联并用一个单相电源供电。这样安排的显著特点是一台电动机的转子会自动跟着另一台的转。因此，如果慢慢顺时针旋转 A 转子 17°，转子 B 也将顺时针旋转 17°。显然，一个这样的系统可以远程控制变阻器的调节。

该系统需要使用两台微型绕线式电动机，一台（发射器）连接控制旋钮，另一台（接收器）和变阻器相连。连接着发射器和接收器的 5 条导线（a，b，c，1，2）构成了柔性电气轴。

同步控制系统的工作原理解释如下：假设发射器和接收器是一样的并且转子位置相同。转子通电时，它们就像变压器的一次侧，在各自定子绕组中产生电压。发射器三个定子绕组中产生的电压总是不等因为绕组彼此相位相差 120°。这同样适用于接收器定子中产生的电压。

然而，不管发射器和接收器各自定子电压是多少，当转子位置相同时，它们在两个同步机中是相等的（每一相）。定子电压互相平衡，因此定子间的连线没有电流，而转子流

有励磁电流 I_o。

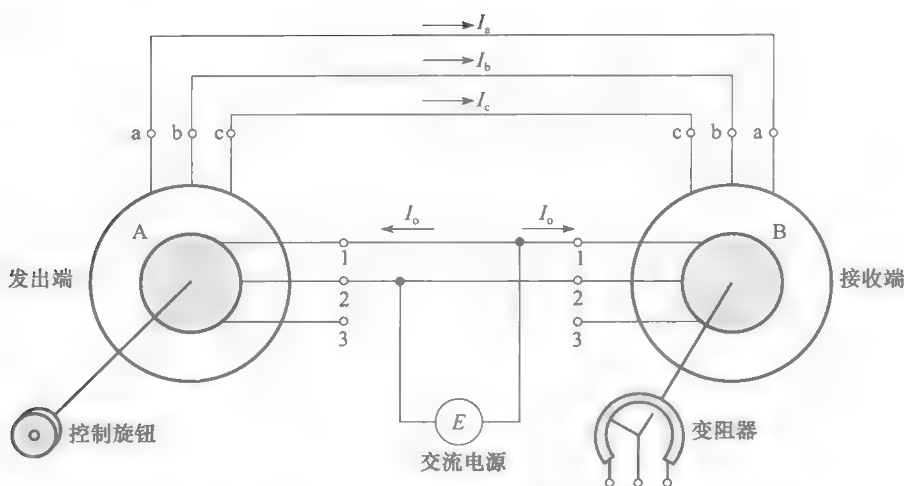


图 18-25 同步系统的部件和连接

转动发射器的转子，其三相定子电压就会改变，和接收器的定子电压不再平衡；因此，两装置间就会产生电流 I_a、I_b、I_c。这些电流在两台电动机转子上产生转矩，使它们趋于一致。由于接收器的转子可以自由移动，转子位置便会移到和发射器的一样。一旦转子位置一致，定子电压再次平衡（每一相），转矩消失。

同步传动装置经常用来控制天线、阀门、炮塔等的位置。这些发射器和接收器做得和钟表一样精确以确保传动误差尽可能少。

单相电动机的等效电路

在图 15-6 中，给出了三相感应电动机的一相等效电路图。图 18-26 为单相电动机的等效电路，由于大多数单相电动机是分马力电动机，需要准确的电路图来确保计算结果精确，因此，其等效电路中的励磁回路已移回到端 1 和段 2 之间。

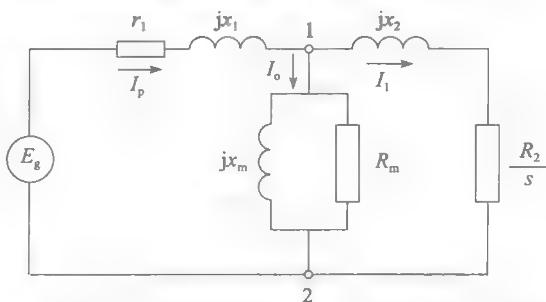


图 18-26 折算至定子侧的三相笼型电动机中一相的等效电路图

18.17 磁动势分布

为了优化单相电动机的起动转矩、效率、功率因数和噪声等级，每个定子磁极产生的穿过磁极表面的磁动势必须正弦分布。这就是如图 18-3a 所示的四个同心线圈使用特殊匝数（10、20、25、30）的原因。

现在分析当同心线圈流有峰值为 2A 电流时一个极产生的磁动势。表 18-3 显示了磁动势的分布，用槽数来衡量沿极面的距离。例如，25 匝线圈装在槽 2 和 8 中（见图 18-27），

在这些槽间产生磁动势 25×2=50 安匝。类似地，10 匝线圈在槽 4 和 6 中并在其间产生 20 安匝的磁动势。

表 18-3　磁势的分布

线圈节矩	圈数	Mmf
槽 1-9	30	2×30=60A
槽 2-8	25	2×25=50A
槽 3-7	20	2×20=40A
槽 4-6	10	2×10=20A
	85 圈	170 安匝一圈

这些磁动势的分布在图 18-27 中说明。极中心的总磁动势是 60+50+40+20=170A 并向两边递减。相邻极磁动势分布相同但磁性相反。

通过叠加，可以得出接近正弦分布磁动势曲线。这表明四个同心圆线圈产生的磁动势阶梯波和正弦波十分接近，通常用正弦磁势波来替代阶梯磁势波而且不会出现大的误差。

四个线圈中的电流以 60Hz 的频率正弦变化（按时间）。因此，电流不同，磁动势也相应地不同。例如，瞬时电流为 0.4A 时，磁动势分布仍然是正弦曲线，但是极中心的磁动势只是 0.4A×85 匝=34A；当电流反向并且等于比如说 −1.2A，磁动势也会反向。但是，磁动势仍然是正弦分布但是中心峰值变为 −1.2A×85 匝=−102A。

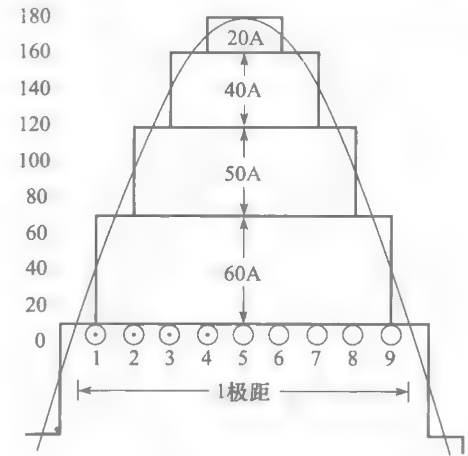


图 18-27　电流为 2A 时沿某一极分布的磁动势

结论：交流电流产生沿磁极呈正弦分布的脉振磁动势，并且振幅随时间按正弦规律变化。因此，和三相定子产生的磁动势不同，单相定子的磁动势不旋转而是位置固定的。

18.18　单相电动机的旋转磁动势

数学上可证明：一个静止的峰值为 M 的脉动磁动势可以被两个峰值为 M/2 以相反方向同步速旋转的磁动势代替。以前面的例子来说明，一 60Hz 峰值为正负 170A 的 4 极脉动磁动势可被两个峰值为 85A 旋转方向相反，以 1800r/min 旋转的 4 极旋转磁动势代替。旋转磁动势在空间也是正弦分布。由于正反向旋转磁动势空间连续，空间中任意一点的两旋转磁动势幅值之和和与该点的脉动磁动势相同。图 18-28 显示正反向的旋转磁动势（mmf_F 和 mmf_B）等同于固定的脉动磁动势。

这 2 个旋转磁动势和三相定子产生的旋转磁动势有着相同的作用。因此，希望单相电动机的电路图类似三相电动机。但是，由于磁动势转向相反，其对转子的作用便不同。因此，如果正向旋转磁动势的转差率为 s，反向旋转磁动势的转差率为（$2-s$）。

图 18-29a 所示是转差率为 s，正向旋转磁动势的等效电路图，而转差率为（$2-s$）的反向旋转电动势的等效电路图如图 18-29b 所示。r_1、r_2、x_1、x_2 等量和定转子的电阻电抗有关。下面将讨论这两个电路图合并成一个表示单相电动机的电路图。

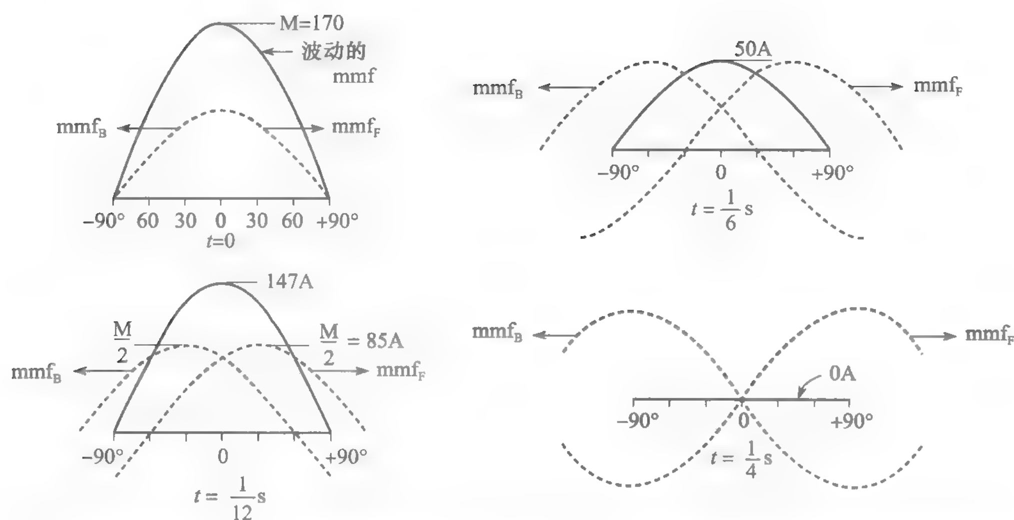


图 18-28 峰值为 170A 的脉动磁动势可被一向前一向后的峰值为 85A 的旋转磁动势代替

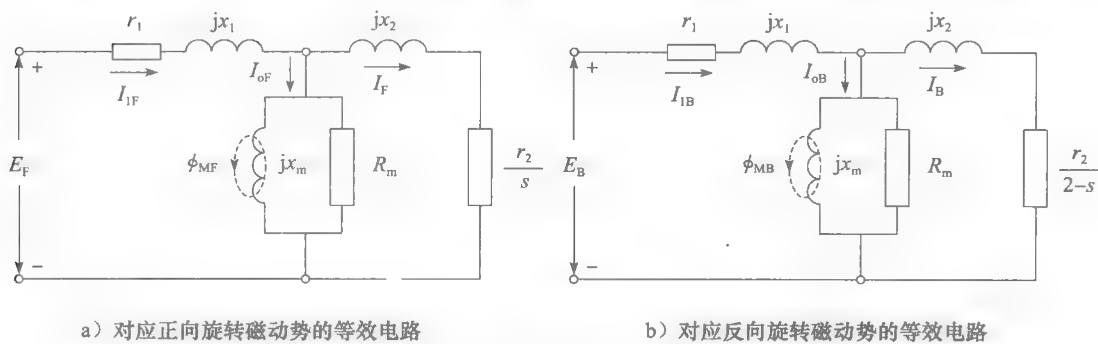


图 18-29 等效电路

18.19 单相电动机电路图推导

首先，我们知道相反方向旋转的两个磁动势大小相同，定子电流 I_{1F} 和 I_{1B} 是相同的，这意味着，这两个电路可以串联。其次，正向电压 E_F 和正向磁动势 mmf_F 相关，而反向电压 E_B 和反向磁动势 mmf_B 相关。因为电路串联，正反电压之和等于定子两端电压 E。从而单相电动机的等效电路可表示为图 18-30。

为了解释电路参数 r_1、r_2、x_1、x_2 等的含义，假设电动机静止，转差率 $s=1$。在这种情况下，正向和反向电路是一样的。因此图 18-30 所示的电路可简化为图 18-31 所示。从本质上讲，电动机如同简单变压器二次侧绕组（转子）短路。这表明，参数 r_1、x_1 等代表下列物理要素：

$2r_1$ = 定子电阻

$2r_2$ = 转子电阻

$2jx_1$ = 定子漏抗

$2jx_2$ = 转子漏抗

$2R_m$ = 对应风阻、摩擦、铁耗的电阻

$2jX_m$ = 激磁电抗

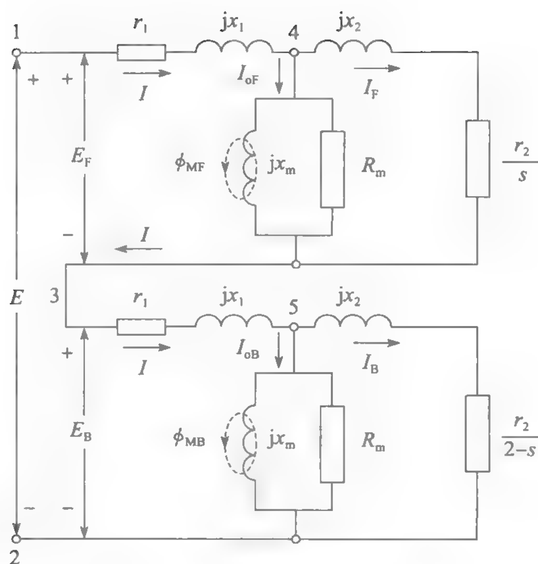


图 18-30 单相电动机等效电路

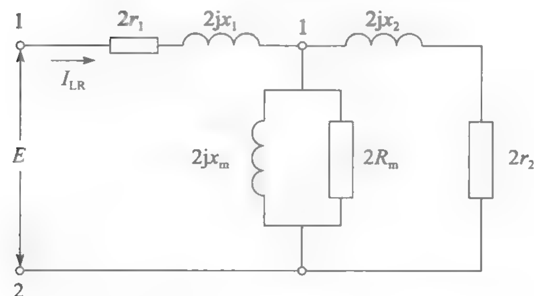


图 18-31 单相电动机静止时的等效电路

实践中我们假定 $x_1=x_2$。

上述分析表明，图 18-29～图 18-31 中显示的阻抗 r_1、x_1 等于实际量的一半。因此，如果定子电阻是 10Ω，则 r_1 值为 5Ω，等效电路中其他阻抗也一样。

例 18-5 一台 1/4hp，120V，60Hz，1725r/min 单相电动机，通过实验得到以下结果：

定子电阻：2Ω

转子折算至定子侧的电阻：4Ω

定子漏抗：3Ω

折算至定子侧的转子漏抗：3Ω

对应风阻、摩擦、铁耗的电阻：600Ω

激磁电抗：60Ω

画出该电动机的等效电路图。当电动机以转速 1725r/min 运行时，计算：该电动机输出功率、效率、功率因数。

解 图 18-32 所示的等效电路中将上面列出的各阻抗除 2，转差率为 $s=(1800-1725)/1800=0.0417$

电路端点 1、3 间阻抗为：

$$Z_F = 1 + j1.5 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{j30} + \cfrac{1}{300} + \cfrac{1}{48 + j1.5}}$$
$$= 1 + j1.5 + 13.89 + j19.53 = 14.89 + j21.03$$

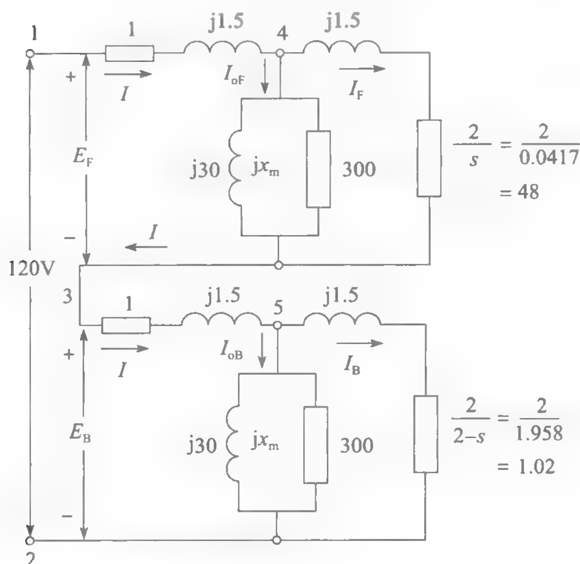


图 18-32 例 18-5 图

电路端点 3、2 间阻抗为：

$$Z_B = 1 + j1.5 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{j30} + \cfrac{1}{300} + \cfrac{1}{1.02 + j1.5}}$$
$$= 1 + j1.5 + 0.93 + j1.45 = 1.93 + j2.95$$

定子中的电流为：

$$I = E/(Z_F + Z_B) = 120/(16.82 + j23.98)$$
$$= 120/(29.29\angle 54.95)$$
$$I = 4.097\angle -54.95$$

端点 1、3 间的正向电压为：

$$E_F = IZ_F = 4.097\angle -54.95 \times (14.89 + j21.03)$$
$$= 4.097\angle -54.95 \times 25.77\angle 54.7 = 105.6\angle -0.25$$

端点 3、2 间的反向电压为：

$$E_B = IZ_B = 4.097\angle -54.95 \times (1.93 + j2.95)$$
$$= 4.097\angle -54.95 \times 3.52\angle 56.8 = 14.42\angle 1.85$$

正向转子电流为：

$$I_F = I \cfrac{\cfrac{1}{\cfrac{1}{j30} + \cfrac{1}{300} + \cfrac{1}{48 + j1.5}}}{48 + j1.5} = \frac{4.097\angle -54.95(13.89 + j19.53)}{48.02\angle 1.79}$$
$$= \frac{4.097\angle -54.95 \times 23.96\angle 54.58}{48.02\angle 1.79} = 2.044\angle -2.16$$

反向转子电流为：

$$I_B = I\frac{1}{\dfrac{\dfrac{1}{j30}+\dfrac{1}{300}+\dfrac{1}{1.02+j1.5}}{1.02+j1.5}} = \frac{4.097\angle -54.95(0.93+j1.45)}{1.81\angle 55.78}$$

$$= \frac{4.097\angle -54.95 \times 1.72\angle 57.32}{1.81\angle 55.78} = 3.89\angle -53.4$$

传送到转子的正向功率为：

$$P_F = I_F^2 \times 48 = 2.044^2 \times 48 = 200.5\text{W}$$

正向转矩为：

$$\frac{9.55P_F}{n_s} = \frac{9.55 \times 200.5}{1800} = 1.064\text{N} \cdot \text{m}$$

传送到转子的反向功率为：

$$I_B^2 \times 1.02 = 3.89^2 \times 1.02 = 15.4\text{W}$$

反向转矩为：

$$\frac{9.55P_B}{n_s} = \frac{9.55 \times 15.4}{1800} = 0.082\text{N} \cdot \text{m}$$

合成转矩为：

$$T_F - T_B = 1.064 - 0.082 = 0.982\text{N} \cdot \text{m}$$

输出机械功率：

$$\frac{nT}{9.55} = \frac{1725 \times 0.082}{9.55} = 177\text{W}$$

马力：

$$\frac{177}{746} = 0.24\text{hp}$$

输入到定子的有功功率：

$$EI\cos\theta = 120 \times 4.097\cos 54.95° = 282.3\text{W}$$

功率因数：

$$\cos 54.95° = 0.57 = 57\%$$

效率：

$$\frac{177}{282} = 0.627 = 62.7\%$$

◀

习题

初级

18-1 一台 6 极单相电动机连到 60Hz 的电网，其同步速是多少？

18-2 单相感应电动机中的副绕组起何作用？如何改变此电动机的转向？

18-3 阐述电阻分相电动机与电容起动电动机的区别。它们各自的优点是什么？

18-4 简述罩极电动机的工作原理。

18-5 列出通用电动机的部分特性与优点。

18-6 为何有些单相电动机装有弹性机垫？三相电动机有必要装吗？

18-7 电容运行电动机的主要优点是什么？

18-8 本章介绍的哪种电动机最适合以下负载：

a. 小型便携钻；

b. 3/4 马力的空压机；

c. 吸尘器；

d. 1/100 马力的吹风机；

e. 1/3 马力的离心泵；

f. 使用在医院病房中的 1/4 马力的风扇；

g. 电计时器；

h. 高保真音响。

中级

18-9 如图 18-11 所示，在堵转条件下，主、副绕组的有效阻抗如下：

	有效电阻	有效电抗
主绕组	4Ω	7.5Ω
副绕组	7.5Ω	4Ω

如电源电压为 119V，计算：

a. 电流 I_a 和 I_s 的幅值；
b. I_a 和 I_s 间的相角；
c. 线电流 I_L；
d. 堵转情况下的功率因数。

18-10 人的手掌能承受的温度为130°F。如1/4马力电动机在满载时机壳温度为64℃（环境温度为76°F）。
a. 能将手掌放在机座上吗？
b. 电机会过热吗？

18-11 如图18-13所示，电动机拖动4N·m的恒转矩负载，分析电动机运行时的性能。

18-12 a. 一台单相电动机以100Hz振动，交流电源的频率是多少？
b. 电容运行电动机不需要弹性机垫，解释原因。
c. 一台4极，60Hz单相磁滞电动机以1600r/min速度运行时，转矩为6in·lb。计算每转磁滞损耗。

18-13 以表18-2中的6W罩极电动机为例，计算：
a. 额定输出功率；
b. 满载功率因素；
c. 只有主绕组通电时电动机的起动转矩；
d. 最大转矩标幺值。

18-14 如图18.13所示，计算：
a. 堵转转矩；
b. 堵转转矩的标幺值；
c. 只有主绕组通电时电动机的起动转矩；
d. 最大转矩标幺值；
c. 如线电压由115V降到100V，会对转矩-速度曲线造成何种影响？

高级

18-15 在表18-1中，计算：
a. 在堵转条件下，电容两端的电压；
b. I_a 和 I_s 间的相角。

18-16 如图18-16所示，假如电容运行电动机满载运行，计算：
a. 线电流 I_L；
b. 电动机的功率因数；
c. 每个绕组吸收的有功功率；
d. 电动机的效率。

18-17 表18-1中电动机的堵转功率因数为0.9（滞后），安装在距主控室600英尺的车间内，2导体电缆由No.12铜制成。环境温度为25℃，主控制器进线电压为122V。利用附录中表AX3，计算：
a. 输电线的电阻；
b. 起动电流及电机端的电压；
c. 起动转矩。

工程应用

18-18 一台3马力，1725r/min，230V，全封闭，风冷，电容起动，电容运行单相电动机有下列数据：
空载电流：5A
堵转电流：90A
满载电流：15A
堵转转矩：30lbf·ft
满载效率：79%
最大转矩：20lbf·ft
满载功率因数：87%
运行率：1.15
满载转矩：9lbf·ft
质量：97lb
计算：
a. 堵转转矩、堵转电流及最大转矩的标幺值；
b. 满载转矩；
c. 为使功率因素从87%升到90%，定子两端应接入的电容。

18-19 一台3/4马力，1725r/min，230V，全封闭，风冷，电容起动单相电动机有下列数据：
空载电流：4.4A
堵转电流：30A
满载电流：5.3A
堵转转矩：9.5lbf·ft
堵转功率因数：58%
满载效率：66%
最大转矩：6.1lbf·ft
满载功率因数：68%
运行率：1.25
满载转矩：2.25lbf·ft
质量：29lb
电动机由2导体No.12铜电缆（20A）供电，电缆长度为240英尺，进线电压为230V±5%。求：
a. 假设电缆温度为25℃，最低起动转矩；
b. 通过在电动机端并联电容的方法使电动机满载时的功率因数升至90%，计算电容的近似值。

第19章

步进电动机

19.0 引言

步进电动机是一种特殊的电动机，它通常用于运动和位置都必须准确控制的场合。顾名思义，步进电动机是分步转动的，每一步都对应于提供给其中一个定子绕组的脉冲。根据设计，步进电动机每个脉冲可以前进90°，45°，18°，或者几分之一度。由于脉冲频率的不同，电动机可以一次一步，很缓慢地前进，也可以以高达4000r/min的转速逐步转动。

根据定子各绕组接受脉冲的顺序，步进电动机可以顺时针或者逆时针转动。

步进电动机的运动很大程度取决于带动它的驱动电源。电源提供一系列由微处理器依次发出的脉冲。脉冲序列按照顺时针脉冲为（+），逆时针脉冲为（−）方式，进行统计并存储数据。这样，净步数就能时刻确认。因此，我们能准确地得到电动机的旋转数，且精确到一步的大小。这使得步进电动机可以作为一种准确的定位装置应用于机床、X-Y绘图仪、打字机、录音机、电子阀和打印机中。

这一章将讨论较常见的步进电动机的工作原理、它们的特性和局限性，以及有哪些驱动方式。

19.1 基本步进电动机

图19-1所示为一台简易的步进电动机模型。它有两个组成部分：3个凸起磁极的定子，一个两极的转子。定子绕组通过A、B、C三个开关与直流电源连接。

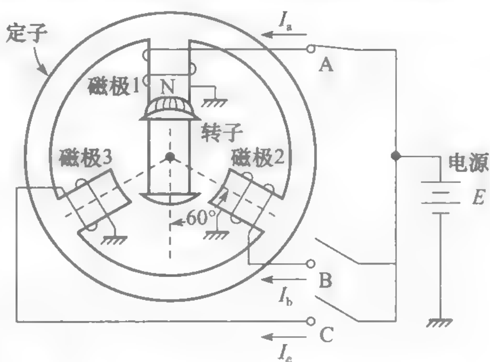


图19-1 每步转动60°的步进电动机模型

当开关都断开时，转子可能在任意位置。但是，一旦开关A闭合，磁极1产生的磁场会吸合转子，使它转动到如图位置。如果现在断开A，同时闭合B，转子将对准磁极2。在此过程中，转子逆时针转动60°。接下来，如果断开B同时闭合C，转子将逆时针再转60°，对准磁极3。

显然，按照A、B、C、A、B、C……的顺序开、合开关，可以实现转子每步60°的逆时针转动。同理，按照A、C、B、A、C、B……顺序开合，转子将以相反的方向旋转。为了确定转子最终的位置，最后合上的开关必须保持闭合，这可以保持转子停留在它转动的最终位置（即有一定的保持转矩）并能防止转子由于外加转矩的影响而转动。只要外加转矩小于保持转矩时，电动机的位置将锁定在最终位置。

从一个位置旋转到下一个位置的过程中，惯性和摩擦力将影响转子的运动。下面分析这些力的特性。

19.2 惯性的作用

假设电动机空载运行，转子的惯性和轴承的摩擦都较小。一开始，转子对准磁极1，设此位置为0°角位置。此时，A断开，B闭合，转子开始逆时针朝磁极2方向加速。转子迅速加速很快就到达磁极2的中心线。转子本该在此处停下，但此时转子带有一定的速度

所以会转过中心线。这时，磁极 2 产生的磁场又会反方向吸引转子，从而制动转子。接着，转子停住并开始反向（顺时针）转动，加速，然后再次转过磁极 2 的中心线，于是磁场再次产生逆时针方向吸引力。

因此，转子将围绕磁极 2 的中心线做钟摆振动。由于轴承摩擦，振动最终将衰减至零。图 19-2 所示为转子的角坐标关于时间的变化曲线。如图示，转子从 0°（磁极 1 的中心线）出发，经过 2ms 转动到 60°（磁极 2 的中心线）；接着越过中心线 30°才停下（此时 $t=3$ms）；此时，转子倒转并且在 $t=4$ms 时再次穿越磁极 2 的中心线。

振荡如此继续进行，振幅逐渐减小直至 $t>10$ms 时才停下来。

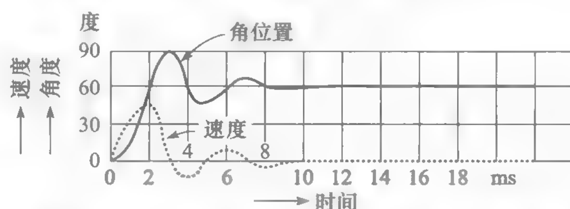


图 19-2　在从磁极 1 到磁极 2 的运动过程中，转子一直在 60°位置振荡，直至停止。转子在转动到极限位置时转速总为零

图 19-2 中还画出了转子的瞬时转速变化曲线。转速可以用每秒几转的形式给出，但对步进电动机而言，每秒几度的说法会更有意义。转速在 $t=3$ms、5ms、7ms 时瞬时为零，在 $t>10$ms 时恒定为零，在穿越磁极 2 中心线时达到最大。显然，振荡要维持一定长的时间直到转子停下来。

假使在转轴上安装一个飞轮来提高转子的惯性，不做任何其他改变，可以发现，振荡的周期和幅值都随之提高。例如，图 19-3 中，转子转到 60°位置的时间由 2ms 变为 4ms；并且，振荡的幅值也变大了；转子也花了更长的时间才停下来（10ms 变为 20ms）。

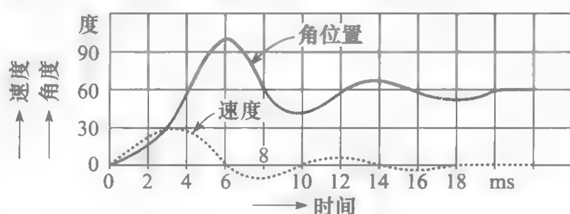


图 19-3　除转子惯性变大以外，其余条件与图 19-2 所示相同。转子转动的超调量变大，停止下来所需的时间也变长

通过增大摩擦可以减小振荡。例如，轴承摩擦增加的足够大时，振荡曲线将由图 19-3 中所示抑制成为图 19-4 所示的只有一次穿越磁极 2 的中心线。在实际应用中，衰减是由漩流制动器或黏性阻尼器来完成的。只要转子运动，黏性阻尼器就会用油、空气等流体来阻止转子运动。黏性阻尼意味着阻尼作用与速度成比例，所以转子不动时，其作用为零。

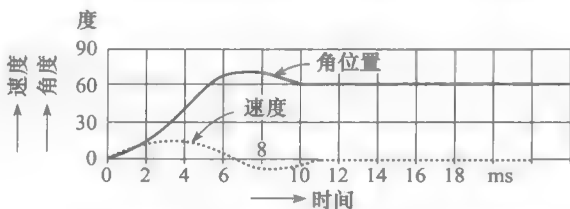


图 19-4　在图 19-3 条件的基础上加上黏性阻尼器

19.3　机械负载的作用

回到图 19-2 所示的情况，即转子的惯性和因轴承摩擦引起的黏性阻尼都较小。如果转子转动时接上一定的机械负载，将会产生如图 19-5 所示的影响。与预料的一样，转子经过更长的时间到达 60°位置（图 19-2 的 2ms 和图 19-5 的 4ms）。另外，到达后的超调量变小了，振荡衰减得比原来快了。

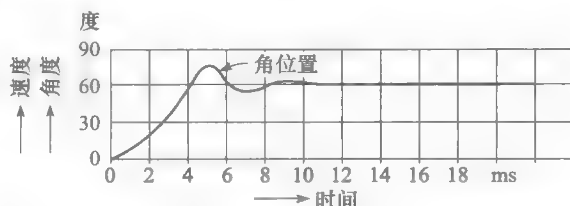


图 19-5　在图 19-2 条件的基础上将转子与机械负载相连

概括地说，机械负载和转子惯性的增加都会增大步进时间。同时，振荡也会延长转子停动时间。因此，为了获得更快的步进响应，转子的惯性以及负载应当越小越好，并且要用黏性阻尼器抑制振荡。

增大定子绕组的电流也能起到减小转子从一个角度旋转到下一个角度的时间。但是，电流的最大值要受到发热量即铜耗的限制。

如图 19-1 所示，依次连续地给绕组供电，使转子旋转。这样就得到图 19-6 所示的电动流脉冲 I_a、I_b、I_c，以及电动机旋转半圈时转子的瞬时位置（速度）变化曲线。假定步进电动机有一定的惯性并且带上了机械负载，可以看到转子转速在脉冲的始端和末端都为 0。此图中，脉冲的持续时间为 8ms。所以步进频率为 1000/8＝125 步/s。转一圈需要 6 步，所以旋转一圈需要 6/125＝0.048s。因此平均转速为 60/0.048＝1250r/min。但是，步进电动机是以起-停跳跃的方式转动的，平稳性不如普通电动机。

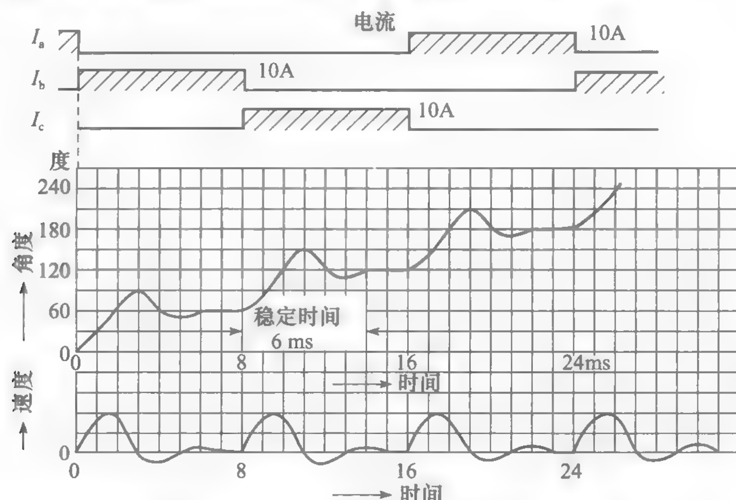


图 19-6　前 4 步电流脉冲，电动机角位移，瞬时速度变化曲线。3 步走完半圈

19.4　转矩-电流曲线

正如先前提及的，步进电动机产生的转矩由电流决定。图 19-7 所示给出了典型步进电动机中它们之间的关系。当电流为 8A 时，电动机产生 3N・m 的转矩。这是电动机从

一个位置到下一个位置的过程中转子可以施加的转矩，称为“牵出转矩”。

转子停下时，最后供电的绕组必须有保持电流流过，这样才能保证转子锁定在最终位置。

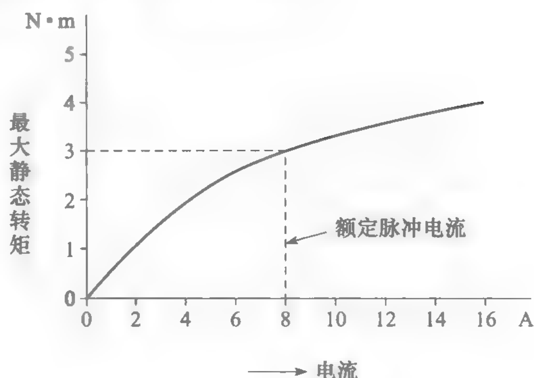


图 19-7 步进电动机牵出转矩与电流的对应曲线，其中电动机规格为：直径 3.4 英寸，长度 3.7 英寸，重量 5.2lbm

19.5 起-停步频

当步进电动机按照图 19-6 所示的起-停方式运转时，会有一个最大允许步频的限制。如果绕组电流的脉冲频率过大，转子就不能准确跟上电流脉冲，就会发生失步。这样，就无法用净（“+”或“−”）的脉冲数量来对应转子的即时位置（即走过的步数），即电动机的作用就无法实现。为了保持同步，转子在前进到下一个位置前必须静止下来。联系图 19-6 所示，就意味着两次成功的步进之间必须有 6ms 的间隔，也就是说，最大步频为1000/6=167步/s。

联系 19.2 节的内容，显然，每秒钟的最大步数由负载转矩和系统惯性决定。负载转矩和系统惯性越大，每秒允许的最大步数就会越低。

起-停步进模式有时又被称为无差起动模式。无差起动的特征如图 19-8 所示中的曲线 1 所示。如果步进电动机独立运行，带上 1.4N·m 负载，那么可能的最大步频为 500 步/s。

但是如果电动机带上一个相同惯性的装置，那么对于相同的负载转矩，电动机允许的起停频率将会降到 400 步/s。

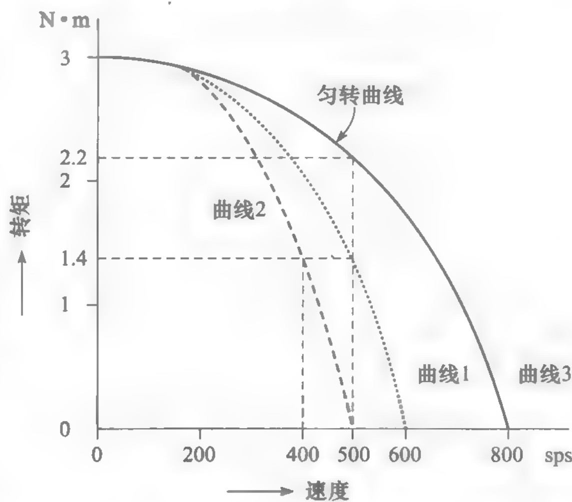


图 19-8 典型步进电动机的起-停和匀转特性。每步对应于转子前进 1.8°

曲线 1：只考虑步进电动机惯性的起-停曲线。

曲线 2：除加入 2kg·cm² 的负载惯量外，其余条件同曲线 1。

曲线 3：匀转曲线。

19.6 转速

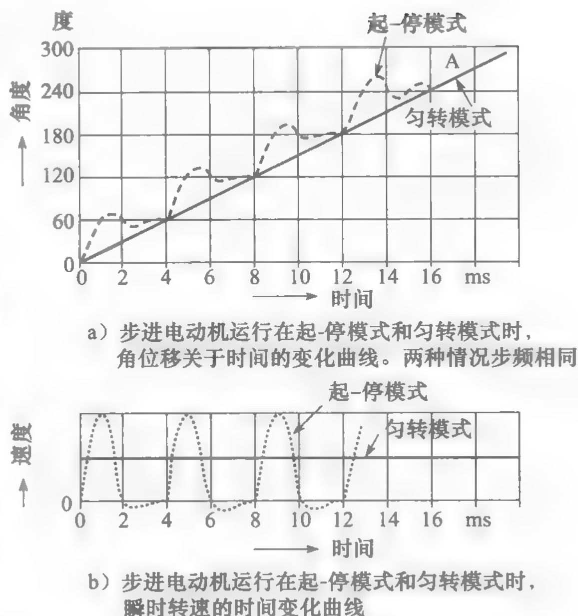
步进电动机可以改进，运行方式变为没有起停，每一步都匀速的方式。当电动机这样运行时，则称为正在匀转。由于电动机基本上匀速运行，惯性不起作用，所以，同样给定一个步频，匀转时电动机可以带动更大的负载转矩。如图 19-8 中曲线 3 所示，即为匀转时负载转矩与步频间的关系。例如，当电动机以 500 步/s 匀转时，能带动 2.2N·m 的负载。但当脉冲频率为 500 时负载转矩超过 2.2N·m，电动机将失步，转子位置（转动步数）将不再与通过绕组脉冲净数量相符。

图 19-9 所示给出了起-停模式与匀转模式的区别。假设在两种模式下电动机都以 250 步/s 的速度旋转。由此电动机每秒将转过相同步数，也就是 4ms 一步。但是，匀转时角度（位置）变化得更平稳，可以用一条平滑的斜线 0A（见图 19-9a）表示。相应的匀转速度恒定不变（见图 19-9b）。

另一方面，在起-停模式中，转子角位移却是阶梯式增长的。因此，转速在最大值与

零之间持续振荡，其平均值为匀转速度（见图 19-9b）。

19.7 缓冲



a）步进电动机运行在起-停模式和匀转模式时，角位移关于时间的变化曲线。两种情况步频相同

b）步进电动机运行在起-停模式和匀转模式时，瞬时转速的时间变化曲线

图 19-9 起-停模式与匀转模式的区别

当电动机带有负载时，转速不可能突然从零增加到一定的步频，比如说，5000 步/s。同理，电动机也不可能在以 5000 步/s 的速度旋转时在一步之内停死。所以，为了使电动机达到一定的速度，就必须逐渐给电动机加速；类似地，要停止一台高速运行的电动机，也需逐渐给电动机减速——此过程通常要受到转子即位置必须与脉冲数相协调这一要求的影响。转子加速或减速的这种过程称之为缓冲。在加速阶段，缓冲就是持续增加每秒驱动脉冲数。

缓冲过程通常不到一秒就完成了。缓冲由电动机的驱动电源实现，且能保持对转子及其负载位置的准确控制。

19.8 步进电动机的类型

步进电动机有三种主要的类型：

- 反应式步进电动机
- 永磁式步进电动机
- 混合式步进电动机

反应式步进电动机的原理如图 19-1 所示，为了获得较小的步进角，比如 1.8°，定子和转子的结构必须修改，以便增加更多的磁极。这一点可以通过在圆形转子的外围开上许多槽来实现。由此得到的齿部便形成了转子上的凸起的磁极，其数量可达到 100。

对于定子来说，一般只会有 4，5 或者 8 个主磁极，磁极表面也制有许多的凸齿。这些齿是定子真正的磁极。带齿的八极定子的典型结构如图 19-13 所示。步进电动机每步走多少角度是由转子和定子中的齿（凸极）数决定的。电动机每步通常为 18°，15°，7.5°，5°，1.8°。

永磁式步进电动机与反应式步进电动机很相似，只是转子有固定的 N 极和 S 极。图 19-10 所示的永磁电动机定子为 4 极，转子为 6 极（永磁），永磁体能保持与最后励磁的一组定子磁极对准。即使定子绕组没有电流通过，电动机也会产生一种定位转矩保证转子始终不偏离位置。

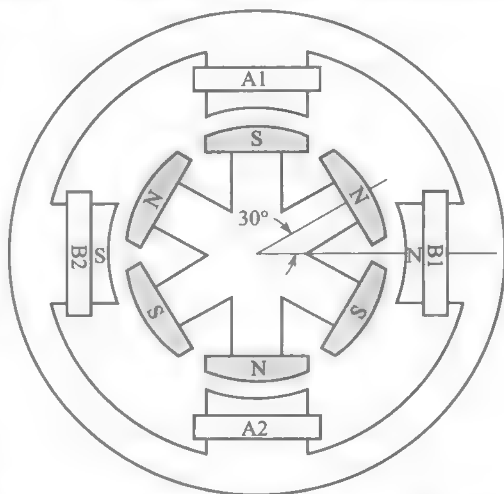


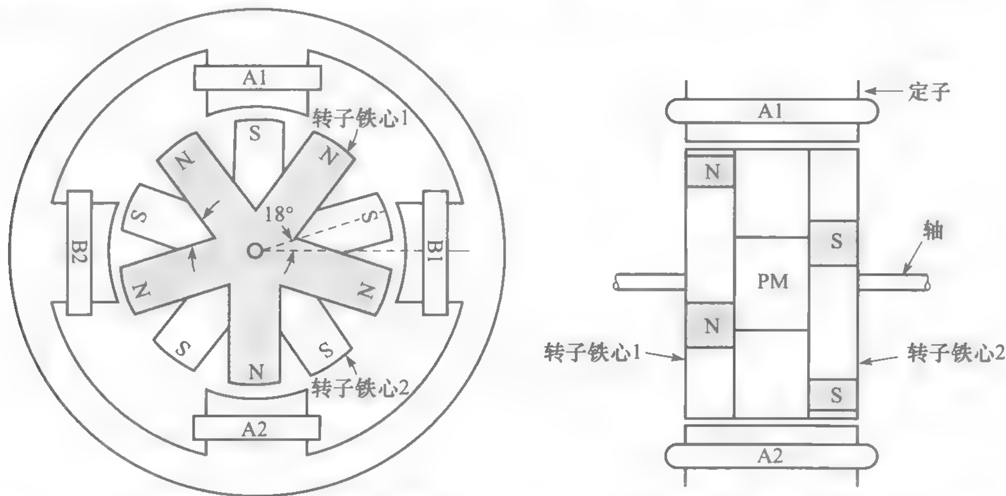
图 19-10 永磁式步进电动机，每步前进 30°

线圈 A1、A2 串联，B1、B2 也串联。从图示位置开始起动，如果给 B 组励磁，转子会转动 30°。但转动的方向由线圈中电流的方向决定。也就是说，如果 B 组的电流产生的 N 极 S 极如图所示，转子则逆时针旋转。当步进电动机必须输出较大功率时，通常都要装设永磁体。

混合式步进电动机用两块相同形状的软铁作

为电枢安装在同一条轴上，并使磁极相互交错。图 19-11a 所示为由 4 极定子及两个 5 极电枢。这种排列使得电动机看起来像一台反应式电动机。但是，两个电枢间夹着一个永磁体（见图 19-11b）。永磁体产生单向的轴向磁场，使得电枢 1 所有磁极都为 N 极，电枢 2 的都为 S 极。

定子线圈 A1、A2 串联，B1、B2 也串联。由于永磁体的存在，电动机将产生小的定位转矩，这样转子就保持在图 19-11a 所示的位置。现在给 B 组励磁，转子将转动 18°，从而磁极能对准 B 组磁极。转动的方向仍然由绕组 B 的电流方向决定。



a）混合式电动机定子4极，有两个5极的电枢交错地连接在同一轴上。第一个电枢上的凸起磁极全是N极,第二个则全为S极。每一步前进18°

b）转子侧视图，永磁体PM夹在两个电枢中间，四极定子为两电枢所共用

图 19-11　混合式步进电动机结构图

图 19-12 为混合式步进电动机的分解图。而图 19-13 所示则展示了定子上的一个特别的结构：在转子永磁体的基础上，在定子槽部也插入永磁体。

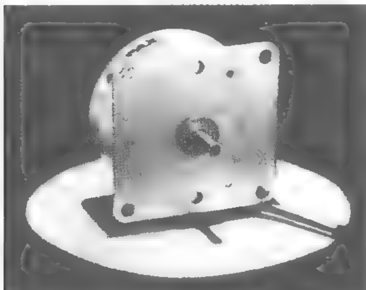


图 19-12　标准混合式步进电动机的分解图。转子由两个含 50 个凸极的软铁电枢组成。两电枢夹着一块永磁体。定子 8 极，每个极面都有 5 个凸极。电动机外径：2.2 英寸；轴向长度：1.5 英寸；重量：0.8lb
（图片由 Pacific Scientific，Motor and Control Dirisien，Rockford，IL 提供）

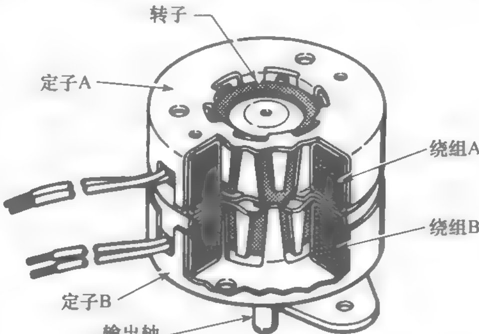
图 19-13　定子叠片的结构详图。除混合转子永磁体外，定子槽中也嵌入稀土永磁体
（图片由 Pacific Scientific，Motor and Control Dirisien，Rockford，IL 提供）

图 19-14a 所示为另一类型的混合式电动机，图 19-14b 所示为其结构的切面图。图 19-14c 所示和图 19-14d 所示分别为电动机的规格和转矩-转速特性。由图可见，牵出特性与匀转曲线相对应，而牵入特性与无差启动曲线相对应。

步进电动机定子磁极的数量与转子磁极数量总不一样，这一特征完全不同于其他电动机。正是这种磁极数的不同才使步进电动机能够如此运行。



a）混合式步进电动机的外视图。绕组为双极性运行电压为额定电压5V。电动机外径:1.65英寸;轴向长度:0.86英寸;重量:5.1oz
（图片由AIRPAX © Corporate提供）



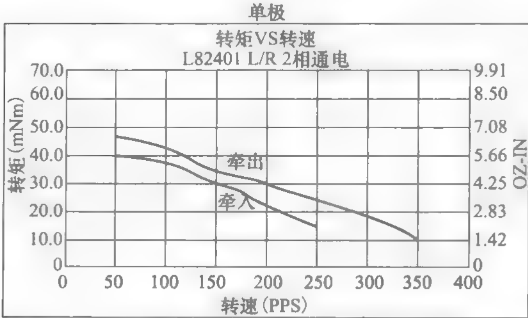
b）图19-14a中混合式步进电动机的切面图
（图片由AIRPAX © Corporate提供）

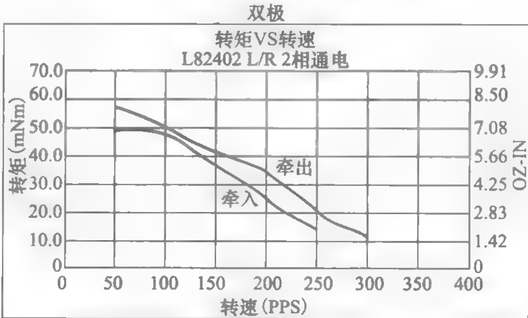
指标

指标项目（带后缀）	L82401		L82402	
	单极		双极	
后缀名称	–P1	–P2	–P1	–P2
直流工作电应	5	12	5	12
单个绕组阻值Ω	9.1	52.4	9.1	52.4
单个绕组电感mH	7.5	46.8	14.3	77.9
保持转矩mNm/oz-in*	73.4/10.4		73.4/10.4	
转子惯性g · m²	12.5 × 10⁻⁴			
启动转矩mNm/oz-in*	9.2/1.3			
步距角	7.5°			
步距角误差	5°			
每转步数	48			
最高温度	100℃			
耐温范围				
工作	–200℃to70℃			
存储	–400℃to85℃			
轴承型式	青铜套管			
500Vdc下绝缘电阻值	最大100MΩ			
耐压	650 ± 50VRMS60Hz for 1 to 2 seconds			
质量g/oz	144/5.1			
引线	26AWG			

*2相通电测得

c）图19-14a中混合式步进电动机的规格。此电动机在驱动电压为5V或12V，单极性或双极性状态下运行
（图片由AIRPAX © Corporate提供）





注意：以上曲线为典型的曲线。

d）图19-14a中混合式步进电动机的转矩-转速特性。从图中可以看出，牵出特性与匀转曲线相对应，而牵入特性与无差启动曲线相对应
（图片由AIRPAX © Corporate提供）

图 19-14　某混合式步进电动机的结构、性能指标

19.9 电动机绕组与驱动方式

步进电动机定子采用双极性或单极性绕组。

双极性绕组：在 4 极定子中，如图 19-11 所示的那样，双极性绕组由两个线圈组 A1、A2 和 B1、B2 组成。图 19-15 所示为其示意图。线圈组 A 的电流 I_a 周期性地反向，线圈组 B 的电流 I_b 也是这样。线圈组由一个普通直流电源供电。而电流脉冲 I_a、I_b 又必须交替出现，所以必须要有合适的开通关断的方法。Q1～Q8 表示开关。在实际应用中，由于晶体管能够准确及时地开通关断电流，所以通常作为开关使用。

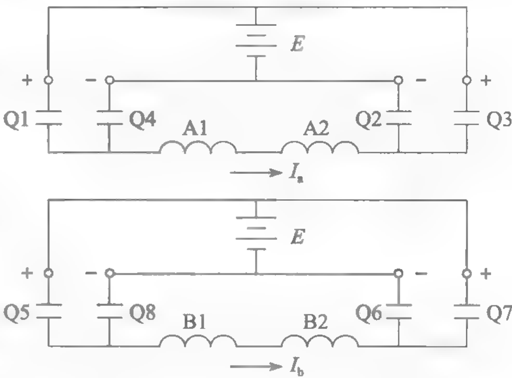


图 19-15 定子绕组 A1、A2 和 B1、B2 与普通直流电源通过开关 Q1～Q8 连接的示意图

线圈可以由三种方式来供电：(1) 单相驱动；(2) 二相驱动；(3) 半步驱动。

在单相驱动中，一个时间段只有一组线圈励磁。顺时针旋转的开关顺序如表 19-1 所示，得到的脉冲电流 I_a、I_b 如图 19-16 所示。可以看到，由 I_a、I_b 产生的磁通以每步 90°的速度旋转。

表 19-1 顺时针旋转，单相驱动时的开关次序

步数		1	2	3	4	1
Q1	Q2	on	—	—	on	on
Q3	Q4	—	on	on	—	—
Q5	Q6	on	on	—	—	on
Q7	Q8	—	—	on	on	—

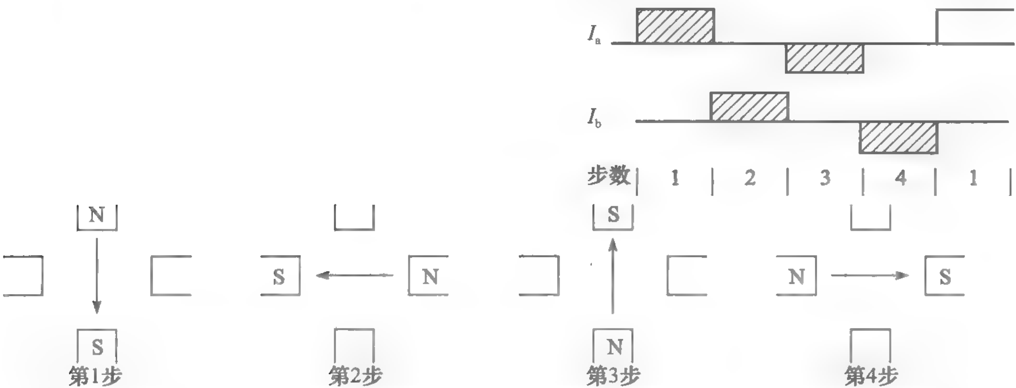


图 19-16 单相驱动的电流脉冲和每步得到的磁通位置情况。表 19-1 为开关顺序

在二相驱动中，两组线圈同时励磁。顺时针旋转的开关顺序如表 19-2 所示，得到的脉冲电流 I_a、I_b 如图 19-17 所示。可以看到，磁通的方向总在两旁磁极的中间，仍然以每步 90°的速度旋转。二相驱动产生的转矩比单相驱动产生的略大。

表 19-2 顺时针旋转，标准驱动时的开关次序

步数		1	2	3	4	1
Q1	Q2	on	—	—	on	on
Q3	Q4	—	on	on	—	—
Q5	Q6	on	on	—	—	on
Q7	Q8	—	—	on	on	—

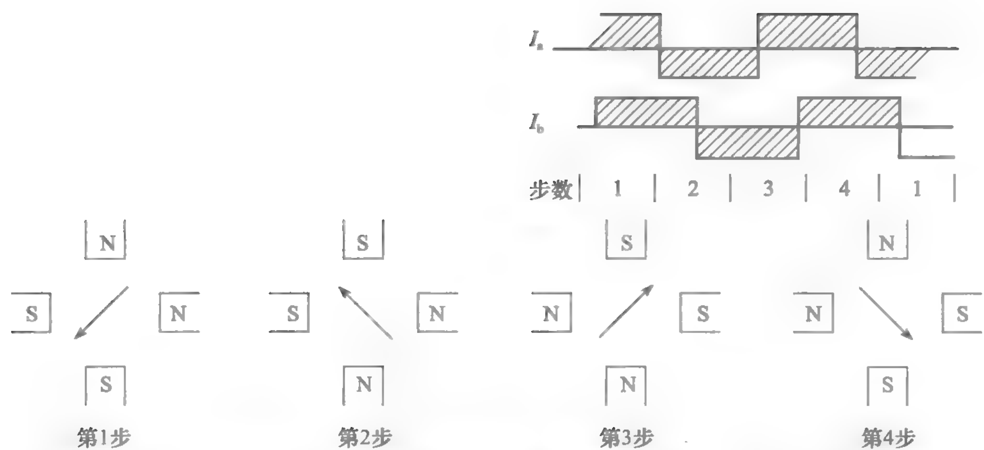


图 19-17　二相驱动的电流脉冲和每步的磁通位置情况。表 19-2 为开关顺序

半步驱动由单相驱动和二相驱动联合而成。顺时针旋转的开关顺序如表 19-3 所示，得到的脉冲电流 I_a、I_b 如图 19-18 所示。现在，磁通的转速只有 45°每步。半步驱动的主要优势在于它能提高位置分辨率，以减少共振问题。

表 19-3　顺时针旋转，半步驱动时的开关次序

步数		1	2	3	4	5	6	7	8	1
Q1	Q2	on	on	—	—	—	—	—	on	on
Q3	Q4	—	—	—	on	on	on			
Q5	Q6	—	on	on	on	—	—			
Q7	Q8	—	—	—	—	—	on	on	on	--

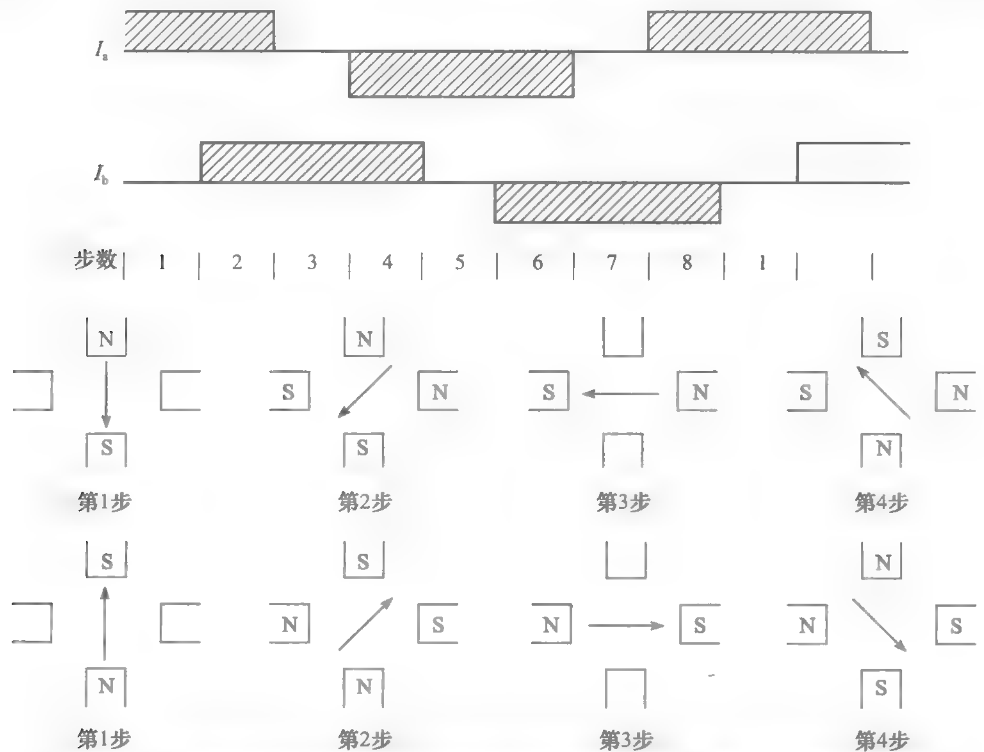
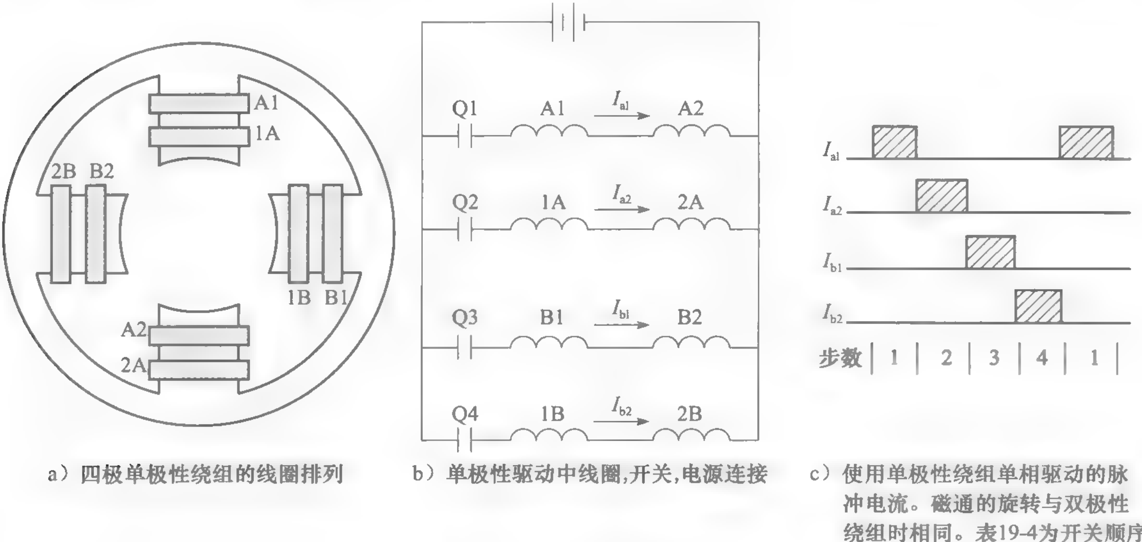


图 19-18　半步驱动的电流脉冲和每步对应的磁通位置情况。表 19-3 为开关顺序

单极性绕组：每个磁极由一个线圈变为两个（见图 19-19a）。单极性意味着绕组电流只有一个方向。线圈组 A1、A2 产生的磁通方向与线圈组 1A、2A 的相反。因此，当这些绕组按顺序动作时，将产生交变磁通。单极性绕组的优势在于开关晶体管的数量从 8 个降到 4 个，瞬时响应速度更快。图 19-19b 所示为绕组以及单相驱动时其通断顺序的示意图。其产生的磁通的旋转与图 19-16 所示的完全一样。



a）四极单极性绕组的线圈排列　b）单极性驱动中线圈,开关,电源连接　c）使用单极性绕组单相驱动的脉冲电流。磁通的旋转与双极性绕组时相同。表19-4为开关顺序

图 19-19 单极性驱动

表 19-4 顺时针旋转，单相驱动时的开关次序

步数	1	2	3	4	1
Q1	on	—	—	—	on
Q2	—	—	on	—	—
Q3	—	on	—	—	—
Q4	—	—	—	on	—

19.10 高速运转

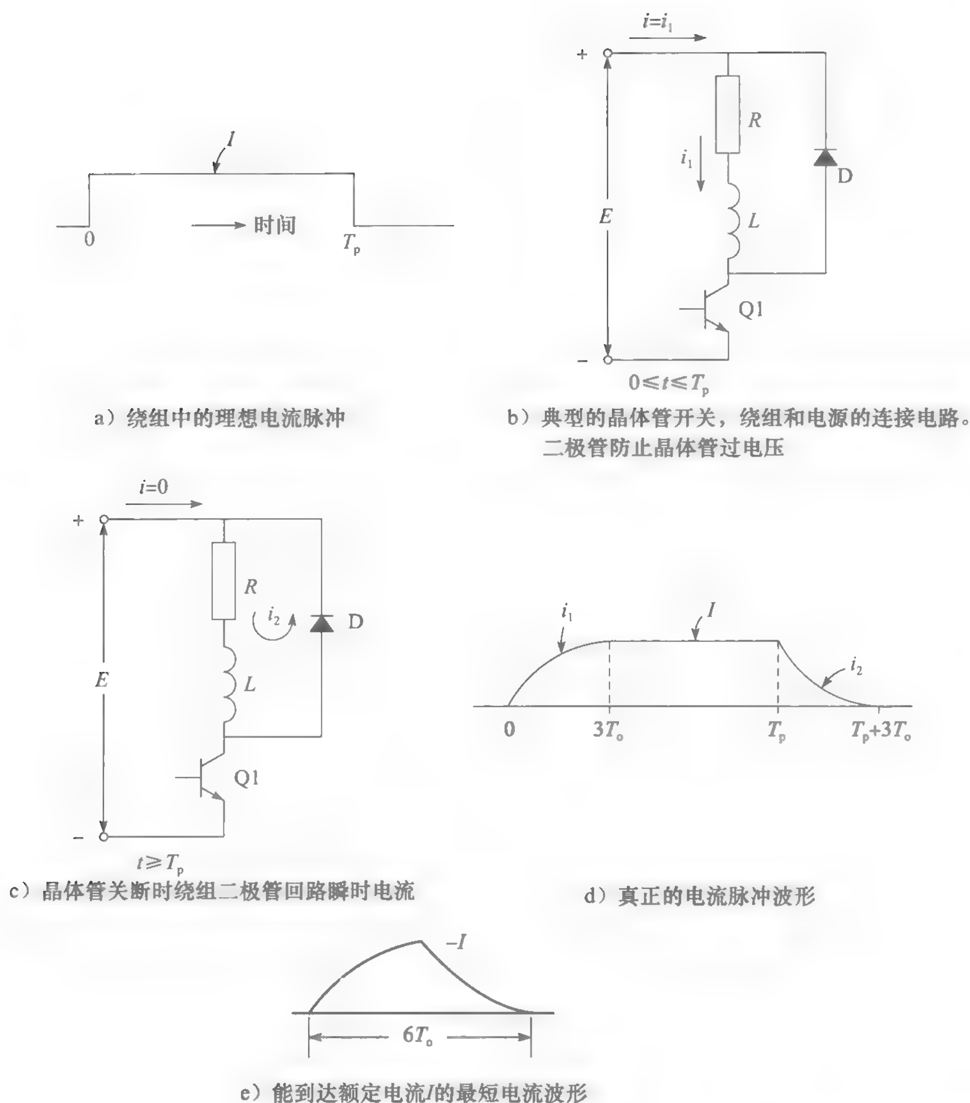
到现在为止，一直假设绕组中的电流脉冲在刚开始就能立即达到额定值 I，在结束（到达脉冲持续时间 T_p）时能立即降为零（如图 19-20a 所示）。但实际上，由于绕组存在自感，这种情况是不可能发生的。如果绕组的自感系数为 L 亨，电阻值为 R 欧，则其时间常数 T_o 为 L/R 秒。

将线圈通过晶体管与幅值为 E 伏直流电源相连（见图 19-20b）。用一个二极管与绕组并联，以防止电流中断时过高的感应电压击穿开关晶体管。最终的电流波形如图 19-20d 所示。

当晶体管开通时，瞬时电流 i_1 在三个时间常数，即 $3T_o$ 秒后才达到其额定值 $I=E/R$。接着，当晶体管关断电流时，瞬时电流 i_2 依然要在绕组中继续流通 $3T_o$ 秒（见图 19-20c）。如果此电流脉冲与理想的电流脉冲比较（如图 19-20a 所示），可发现两个重要现象：

1. 由于晶体管开通时电流不能立即达到其最终值，步进电动机产生的初始转矩要比正常时小得多。这使得转子不能像所预期的那样尽快转动起来。

2. 当晶体管关断时，电流在绕组-二极管回路中续流。这样，脉冲的有效持续时间将为 T_p+3T_o。脉冲延长了 $3T_o$，即无法很快地实现线圈与下一线圈间的换流。



a）绕组中的理想电流脉冲

b）典型的晶体管开关，绕组和电源的连接电路。二极管防止晶体管过电压

c）晶体管关断时绕组二极管回路瞬时电流

d）真正的电流脉冲波形

e）能到达额定电流I的最短电流波形

图 19-20　绕组中的电流分析

电流要达到其额定值 I 时，其脉冲最短也要持续 $6T_o$（如图 19-20e 所示），即 $3T_o$（电流上升到额定值）加上另一个 $3T_o$（电流从 I 降为 0）。而步进电动机绕组的时间常数的范围大致为 1～8ms。所以，走一步的持续时间不可能小于 6×1ms＝6ms。这就相当于最大步频大约为 1000/6＝166 步/s。这样的步频是比较低的，要用各种方法来加速。

19.11　改进时间常数

加快步频的方法之一就是减小时间常数 T_o。这可以通过给电动机绕组增加外电阻，同时提高直流电压使产生的额定电流不变。改进后的情况如图 19-21 所示。外加的电阻器电阻值为线圈阻值的 4 倍，而直流电压由 E 升到 $5E$。这使得时间常数减小，是原来的 1/5 倍（即 L/R 到 $L/5R$）。这就意味着最大步频就能增大 5 倍。这样，1000 步每秒的步频就有可能达到了。

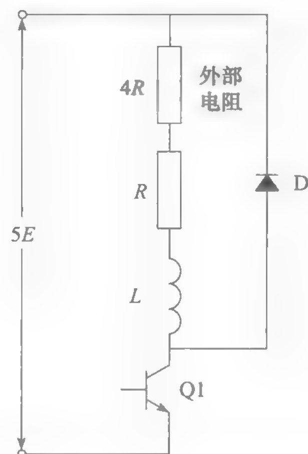
这一解决方案有下面两个缺点：

1. 由于要输出原来五倍的能量（电压由 E 变为 $5E$），电源的价格会比原来昂贵。

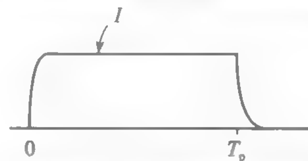
2. 外加电阻浪费了很多能量，使系统效率很低。在只产生少量机械功率的小型步进电动机中效率较低并不要紧。但 100W 以上的高速运行的步进电动机就必须用其他方式驱动。

19.12 双电平驱动

双电平驱动能在不用外电阻就获得更快的电流升降速度。双电平驱动的原理可以联系图 19-22a 所示来理解。晶体管开关 Q1 和 Q2 以下面的方式开通和关断电路。可用具体的数值来分析电路是如何工作的。现在假设绕组电阻为 0.3Ω，电感为 2.4mH，额定电流为 10A。电源为 60V，其中有一个 3V 的接头。这样，如果输出电压恒定不变，绕组电流则为 60V/0.3Ω=200A。这就远大于 10A 的额定电流了。



a）提高线圈电流上升和下降速率的电路



b）电流脉冲，可以和图19-20d比较

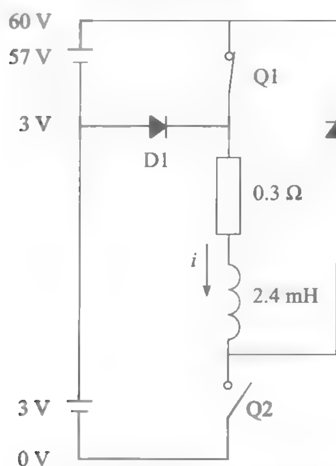
图 19-21 减小时间常数的方法

初始时刻，开关 Q1 闭合，通过闭合 Q2 来增加电流，电流路径如图 19-22b 所示。

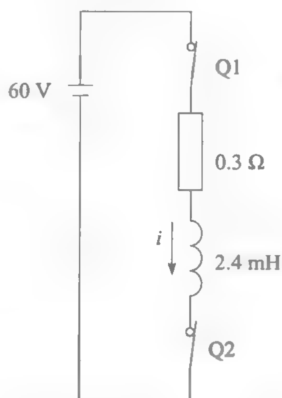
电路的时间常数 T_o=2.4mH/0.3Ω=8ms。电流上升的初始速率相当于直线 OP（见图 19-22c），即能在 8ms 内达到 200A。也就是说，绕组电流上升速率为 200A/8ms=25 000A/s。因此，电流到达 10A 耗时 10/25 000=0.4ms（见图 19-22c）。

一旦电流达到额定值，开关 Q1 就断开，迫使电流按图 19-22d 所示的路径流动。这样，电流就由 3V 电源驱动，固定在 3V/0.3Ω=10A。

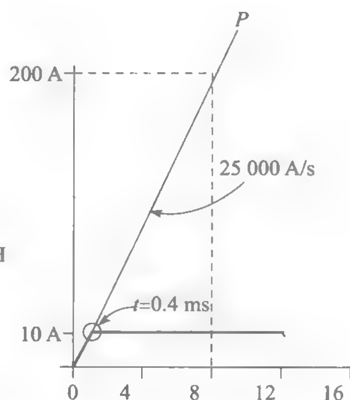
电流将一直保持这个数值直到需要停止脉冲，比如 5ms 之后。可以断开 Q2 来停止脉冲，使电流按照图 19-22e 所示路径续流。这时，57V 电源方向与绕组电流 i 的方向相反。因此 i 将衰减。回路的时间常数依然是 8ms，所以电流会以 57/60×25 000=23 750A/s 的速率减小。因此，经过一个 10/2750=0.42ms 的时间间隔后，电流变为零。电流变为零的同时，Q1 关闭。这使得电流在下一个脉冲开始前一直保持为零。最终的脉冲波形，以及产生该波形的 Q1、Q2 的通断顺序如图 19-22f 所示。



a）双电平驱动,此时线圈电流为零

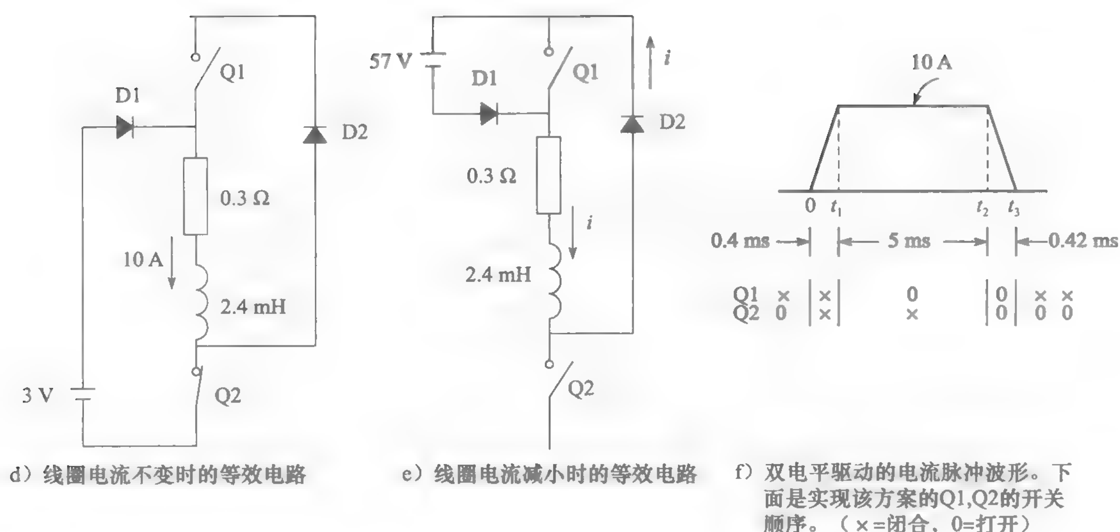


b）线圈电流上升时的等值电路



c）电流上升曲线

图 19-22 双电平驱动



d）线圈电流不变时的等效电路

e）线圈电流减小时的等效电路

f）双电平驱动的电流脉冲波形。下面是实现该方案的Q1,Q2的开关顺序。（×=闭合，0=打开）

图 19-22 （续）

除双电平驱动外，斩波驱动也常会用到。其工作原理与双电平的方法类似，只是它是通过不断开通关断高电压（60V）来维持电流恒定的，而不是用一个较低的固定的直流电压（3V）。第 21 章将会有斩波器的相关描述。

步进电动机的电子驱动技术已经非常成熟。图 19-23 与图 19-24 所示为其中的一些驱动电路板及其控制的电动机。



图 19-23 典型的驱动电路板及所控制的电动机
（图片由 Pacific Scientific，Motor and Control Dirision，Rockford，IL 提供）

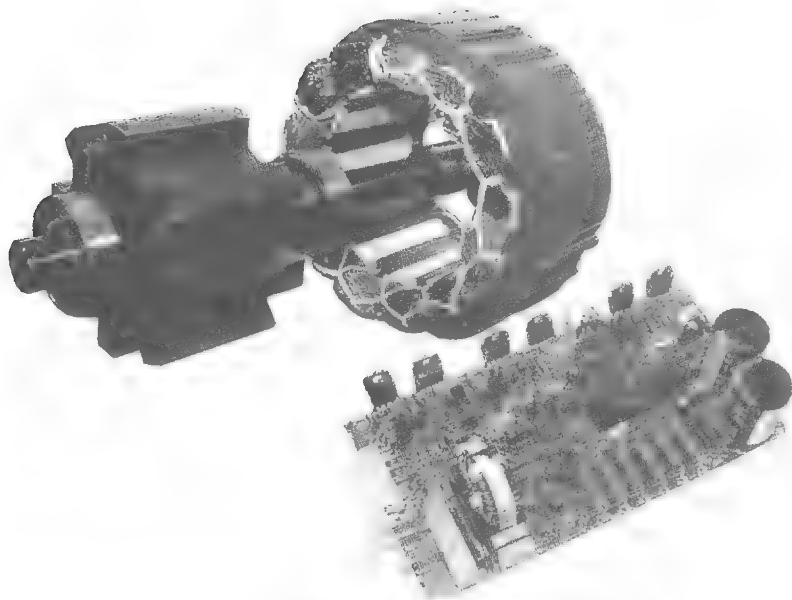


图 19-24 开关磁阻电动机的转子、定子及驱动器。该电动机（转子 8 极、定子 12 极）用来驱动洗衣机，其额定功率为 3/4hp，峰值功率为 1.5hp，转速可达 13 000r/min。电动机定子外径为 140mm，铁心厚 50mm。驱动器给定子提供 3 相脉冲电压。该电动机在 120V，60Hz 的单相电源下工作。开关磁阻电动机的工作原理与步进电动机类似

19.13 不稳定和共振

当步进电动机在确定的匀转转速上运行时，可能会不稳定。转子可能会不规律地转动或者只是咔嗒作响根本不转动。这种通常被称为共振的不稳定问题，是在一段或几段的频率范围内，由步进电动机的固有频率引起的。例如，不稳定的区域可能为 2000～8000 步/s。但是，仍然能让电动机在此范围内缓慢升速而不失步，从而达到 8000～15 000 步/s 的稳定匀转速度。

19.14 步进电动机和直线驱动

许多步进电动机与各种导螺杆连接，将旋转的运动改变成为直线位移。例如，假设一台旋转一圈要 200 步的步进电动机与一个螺距为每英寸五螺纹的导螺杆相连。电动机需要需要旋转 200×5＝1000 步来实现一英寸的直线位移。因此，每一步实现 0.001 英寸的位移。准确地对脉冲计数，就能对机床、X-Y 仪等进行定位，精确度可达到千分之一英寸。

无反馈系统，但仍有极高的精确度，这就是步进电动机广泛运用于控制系统的原因。

习题

初级

19-1 步进电动机的主要作用是什么？

19-2 反应式步进电动机和永磁式步进电动机的区别是什么？

19-3 请描述混合式步进电动机的结构。

19-4 步进电动机步幅 2.5°，转 8 圈要多少个脉冲？

19-5 解释二相驱动、单相驱动、半步驱动的含义。

中级

19-6 图 19-1 的两极转子变为四极转子，则新的步幅为多少？

19-7 为什么步进电动机要使用黏性阻尼？

19-8 当步进电动机缓冲或者完全匀转时，是否每个脉冲都对应一个准确的角位移？

19-9　图 19-10 中的步进电动机由持续时间 20ms 的系列脉冲驱动。转子转一圈要多久?

19-10　一台步幅 1.8°的步进电动机带动螺距为一英寸 20 个螺纹的导螺杆，导螺杆带动切削工具做直线运动。当电动机收到 7 个脉冲时，切削工具移动多少距离?

19-11　如果一台步幅 7.5°的步进电动机的转矩-转速特性如图 19-8 所示，试计算其匀转时的功率：

a. 步频 500 步/s 时；

b. 步频 200 步/s 时。

19-12　一台类似图 19-14 所示的步进电动机的绕组为单极性绕组。它以 150 步/s 的步频在起-停模式下运行，

a. 它产生的最大转矩有多大?

b. 它能产生多少机械功率?

c. 在 3 秒钟内它能产生多少机械能?

19-13　给定负载转矩，通过提高绕组电流上升下降的速率能提高步频。请说出两种实现方法。

19-14　联系图 19-14d，单极性电动机的最大匀转速度是多少? 用每分钟几转的形式表示。

高级

19-15　a. 结合图 19-14c 列出的电动机产品，计算在电压为额定 12V 时，双极性绕组的时间常数。

b. 如果给绕组提供 12V 的电压，则电流大概要多久才能达到最终值。

c. 绕组电流的最终值为多少?

19-16　混合式步进电动机中的两个电枢都有 50 个凸极（齿部）。计算：

a. 电枢中两个最近的齿相差的角度；

b. 其中一个电枢的某个齿和在另一个电枢上的对应齿间的角度；

c. 每个脉冲前进的角度。

19-17　为何匀速运行的步进电动机产生的转矩比起-停模式时的要大?

19-18　一台用于阀门定位的永磁式步进电动机规格如下：

绕组：双极性

电流：13A

绕组电阻：60mΩ

绕组电感：0.77mH

定位转矩：0.16N·m

保持转矩：9.5N·m

50 步/s 时的转矩：8N·m

每圈步数：200

转子惯性：0.7×10^{-3}kg·m^2

电动机直径：4.2 英寸

电动机轴向长度：7.0 英寸

电动机重量：9kg

该电动机用 65V 的电压通过斩波器驱动，步频为 10 000 步/s 时能产生 2.2N·m 的转矩。

计算：

a. 当以 10 000 步/s 的速度旋转时电动机的转速（r/min）和功率（马力）；

b. 绕组的时间常数（ms）；

c. 当以 65V 电压向绕组供电时电流达到 13A 所需的时间（μs）。

工程应用

19-19　步进电动机的保持转矩是当绕组流有电流时能产生的最大静态转矩。定位转矩是装有永磁体的步进电动机没有电流通过时的最大转矩。已知一台步进电动机保持转矩为 74oz·in，制动转矩为 11oz·in。请将这些值用标幺值表示。

19-20　步进电动机绕组电阻 26Ω，电感 33mH。每个绕组应当连接上多大的电阻才能使时间常数变为 400ms。

19-21　一台单极性步进电动机设计的工作温度为 0℃ ～ 100℃。25℃ 时的时间常数为 1.32ms。计算 100℃时的时间常数。

19-22　用 12V 步进电动机 L82402 驱动惯性为 80×10^{-6}g·m^2 的金属盘，电动机特性如图 19-14c 所示。预期的转速为 250r/min，盘转动时要克服一项固定的摩擦，即恒定摩擦转矩 T_F：

a. 要实现 250r/min 的转速，每秒需要多少个脉冲?

b. 用 a 中计算所得的脉冲数来使电动机在起-停模式下运行。在此条件下，电动机能产生多大的牵入转矩?

c. 把金属盘从转速为零加速到 250r/min 需要多大的转矩?

d. 所能允许的最大摩擦转矩 T_F 是多少?

19-23　一台步进电动机步幅为 1.8°，其匀转步频限制在每秒 1200 个脉冲内。希望用它以 500r/min 的转速来驱动一台机床。将此装置直接连接电动机，能否实现目标? 如果不能，请推荐一种解决方案。



第三部分

电气传动



第20章 电动机控制基础

20.0 引言

从最广义来说，工业控制包括使用各种方法来控制一个电气系统的运行。应用到机器上，它包括带负载电动机的起动、加速、反转、减速和制动。在本章中我们将学习三相异步电动机的电气控制（而非电子控制）。我们的研究将限制于基本电路，因为实际的工业电路往往太复杂，难以很简洁的加以阐述。然而，这里展示的基本原则能适用于任何系统的控制，无论它看上去有多么复杂。

20.1 控制硬件

每一个控制电路都由一系列基本元器件相互联结而成，以实现预期的运行效果。元器件的尺寸大小随电动机功率不同而有所不同，但操作的基本原则还是不变的。只需使用一些基本元器件，就可以设计出很复杂的控制系统。这些基本的元器件包括隔离开关、手控电路断路器、主令控制器、按钮、继电器、电磁接触器、热继电器和熔丝、指示灯、限位开关和特殊开关、电阻、电感、变压器和电容。

以下控制电路用的基本元器件描述了这些硬件，并且阐述了它们的主要用途和应用。熔丝不包括在此因为它们是保护器件而非控制器件。第 26 章会讨论它们。表 20-1描绘了这些基本元器件和其他硬件的符号。

下面分别介绍这些控制电路的基本元器件。

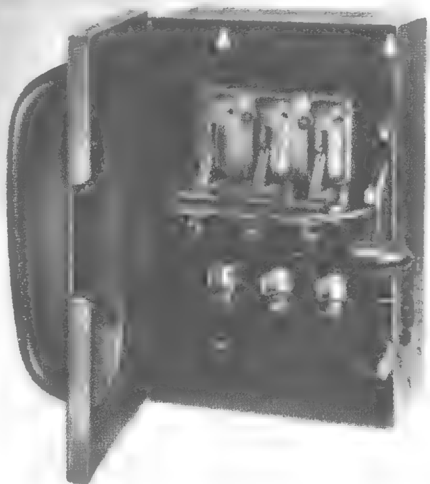


图 20-1 三相熔丝隔离开关，额定值 600V，30A（图片由 Square D 提供）

隔离开关

隔离开关把电动机同电源隔离开来。它包括封装在一个金属盒中的 3 刀开关和 3 路熔丝。3 刀开关可以通过外部把柄的动作实现同步的开关。一个互锁的机械装置能防止铰链盖在开关关闭的时候误打开。选择合适的隔离开关（和它们的熔丝），使它们能运载电动机标称满载电流，并能承受瞬时的短路电流。

手控电路断路器

手控电路断路器能像拨动开关一样开通和关断电路。当电流超过预设极限值时它能自动的关断（或开通）电路。关断后，可以手动复原。手控电路断路器中没有需要更换的熔丝，故经常用来代替隔离开关。

主令控制器

主令控制器有一组固定的触点和相同数量的活动触点。这些触点可以通过旋转一个把柄或按钮来按预先设定的序列开通或关断。主令控制器用来控制起重机、机床等的运动和位置。

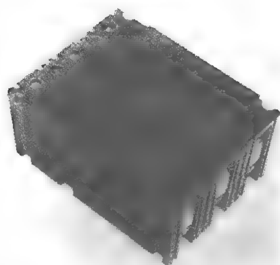


图 20-2 三相电路断路器，600V，100A
（图片由 Square D 提供）

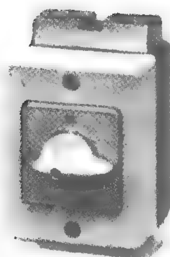


图 20-3 三相主令控制器，230V，2kW
（图片由 Klockner-Moeller 提供）

按钮

按钮是一种用手指压力激活的开关。当按钮按下的时候，两个或更多个触点打开或关闭。按钮通常是弹簧控制，以使之在压力去除后回复到正常位置。

控制继电器

控制继电器是一个电磁开关，当继电器线圈通电后，能打开或关闭一系列触点。继电器线圈产生强磁场吸引活动电枢靠向触点。控制继电器主要用于小功率电路。它包括延时继电器，一种经过一个特定时间后打开或关闭的继电器。延时闭合继电器在继电器绕组通电后驱动触点，而延时开路继电器在继电器绕组断电一定时间后驱动触点。

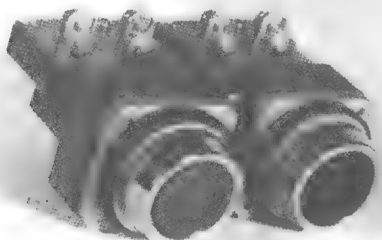


图 20-4 具有常开和常闭触点的机械自锁按钮，额定电流为 6A 时可开关 100 万次
（图片由 Siemens 提供）

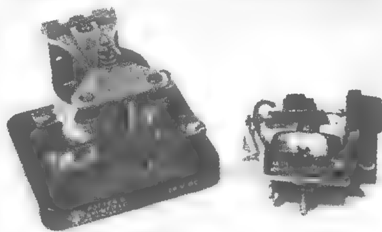


图 20-5 单相继电器：25A，115/230V 和 5A，115V
（图片由 Potter 和 Brumfield 提供）

热继电器

热继电器（或过载继电器）是一个对温度敏感的器件，当电动机电流超过预设值后，继电器的触点会打开或关闭。电流流经一个小的标准的加热元件，引起继电器的温度升高。热继电器是固有的延时器件，因为温度不能跟随电流而同步变化。

接触器

接触器结构类似于继电器，用来接通和闭合功率电路。它包括一个控制线圈和一个带有很多动触点的衔铁。当控制线圈通电后，吸引衔铁，使它克服重力迅速地升起，使活动触点与一系列固定触点相触，由此关断功率电路。除了功率触点外，为了达到控制的目的，经常要用到一个或多个常开或常关辅助触点。当控制线圈断电后，衔铁下落，由此开通或关断相应的触点。接触器用来控制功率容量从 0.5hp 到几百马力⊖范围的电动机。接触器的大小、尺寸和性能都是标准化的。

指示灯

指示灯指示控制系统中远程元器件的开关状态。

⊖ 1hp=745.7kW，下同。——编辑注



图 20-6 三相热继电器，适用电流范围：6～10A

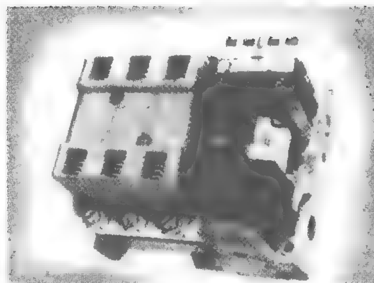


图 20-7 三相接触器，额定值：50hp，575V，60Hz，宽度 158mm，高度 155mm，深度 107mm，重量 3.5kg
（图片由 Siemens 提供）

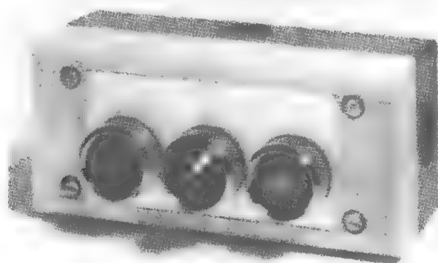
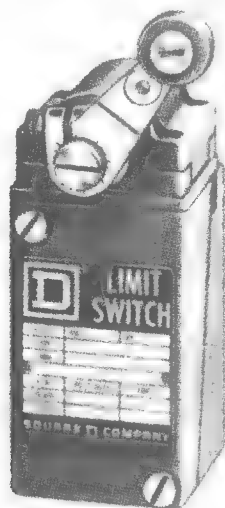


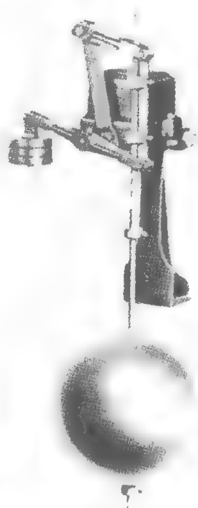
图 20-8 指示灯，120V，3W 安装在一个起动停止按钮盒上
（图片由 Siemens 提供）

限制开关和特殊开关

限制开关是一个低功率突动装置，可根据机械部件的位置，打开或关闭一个触点。还有其他对压力、温度、液位、旋转方向等敏感的限制开关。



a）常闭限制开关，额定可操作1000万次，位移精度：0.5mm



b）液位开关

图 20-9 限制开关
（图片均由 Square D 提供）

接近探测器

接近探测器是一个密封装置，能够在不直接接触物体的情况下进行探测。它们的使用寿命与使用次数无关。接近探测器经导线连接到外部直流电源并通过内部振荡器产生交变磁场。当一个金属物体靠近到离探测器几毫米的范围内，磁场强度会减弱，这反过来又导致直流控制电流的产生。这个电流能用来激活其他控制装置，例如，继电器或可编程序逻辑控制器。电容式接近探测器基于相似的原理，但它产生的是电场，能探测非金属物体，包括液体。

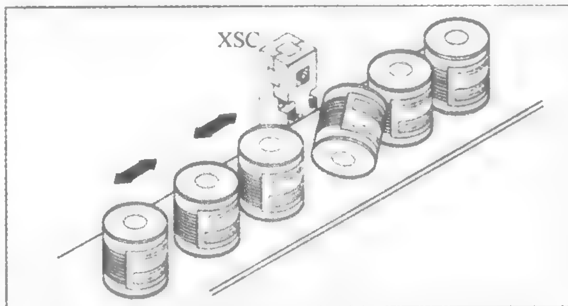


图 20-10　接近探测器监测一条传送带的负载
（图片由 Telemecanique，Groupe Schneider 提供）

为了理解下一部分的内容，在进一步学习之前，应该看一下表 20-1 中的图例。

表 20-1　电气图的图形符号

1　2　3 或　4　5　6　7　8　9 或 或　10 或 或　11　12 或　13　14

15 或 或　16 或 或　17 或 或　18 或　19　20　21　22　23　24　25 或　26　27　28 M G　29 M G　30 M G

31 M M　32 M G　33 或　34　应用　35　36 M G　37 *

*以合适的字母来区分

38　39　40

注：1. 终端；联结，2. 导线交叉，3. 导线连接，4. 三相导体，5. 插头；插座，6. 可分离连接器，7. 接地；避雷器，8. 未闭合开关，9. 常开触点（NO），10. 常闭触点（NC），11. 按钮 NO；NC，12. 断路开关，13. 单刀开关；双掷开关，14. 双刀双掷开关，15. 熔丝，16. 过热保护元件，17. 继电器线圈，18. 电阻，19. 绕组；电感或电抗，20. 电容；电解电容，21. 变压器，22. 电流互感器；套管式电流互感器，23. 电压互感器，24. 直流电源，25. 电池，26. 并励绕组，27. 串励绕组；换向极或补偿绕组，28. 电动机；发电机，29. 直流电动机；直流发电机，30. 交流电动机；交流发电机，31. 三相笼型感应电动机；三相绕线式电动机，32. 同步电动机；同步发电机．33. 二极管，34. 晶闸管（SCR），35. 具有过载保护的三相断路器，36. 复励直流电动机；永磁直流电动机，37. 具有一个常开、一个常闭的继电器，38. NPN 晶体管，39. PNP 晶体管，40. 指示灯

完整的图形符号列表及参考资料可参考：电气电子工程师协会出版的电工电子图形符号相关 IEEE 标准及美国国家标准（ANSI Y32. 2/IEEE No. 315）。加拿大及其他国家也使用同样图形符号

20.2　常开和常闭触点

控制电路图总是显示元件在不工作时的状态，也就是说，在它们不通电（电气）或非激活状态（机械）。在这种状态下，一部分电气触点打开，一部分处于闭合状态。它们分别称为常开触点或常闭触点，它们可以下面的符号表示：

常开触点（NO）　┤├

常闭触点（NC）　┤/├

20.3　继电器线圈励磁电流

当一个磁接触器处于断电或打开状态时，与接触器关闭时相比，磁路的气隙比较大。因此，对交流接触器而言，接触器打开时继电器的感应电抗比它闭合时低得多。由于线圈是由一个固定的交流电压激励，接触器打开时的磁化电流比接触器闭合时大得多。换句话说，在继电器线圈被激励的一瞬间，有一个相当大的冲击电流产生。这对激励线圈的辅助触点提出了比预计更高的要求。

例 20-1 一个三相、5 型电磁接触器额定值为 270A，460V，包括一个 120V，60Hz 的激励线圈。线圈在接触器打开和闭合状态分别吸收 2970V・A 和 212V・A 的视在功率。计算：

a. 冲击励磁电流；

b. 接触器闭合时的励磁电流；

c. 激励线圈的控制电源功率与接触器能带动的负载功率的比值。

解　a. 激励线圈中的冲击电流为：

$$I = S/E = 2970/120 = 24.75\text{A}$$

b. 当触点闭合时，正常的激励线圈电流为：

$$I = S/E = 212/120 = 1.77\text{A}$$

c. 激励线圈的稳态控制电源功率为 212V・A。接触器能带动的视在功率为：

$$S = EI\sqrt{3} = 460 \times 270\sqrt{3} = 215\,120\text{V}\cdot\text{A}$$

因此，接触器的功率为 215 120V・A，激励线圈的功率为 212V・A，两者的比值为 1015。◀

20.4　控制图

控制系统可用四种类型的电路图表示。它们罗列如下，按细节性和完整性的增加排序。

- 框图
- 单线图
- 接线图
- 原理图

框图由一系列矩形组成，每一个都代表一个控制器件，同时注有关于其功能的简明描述。矩形由箭头连接，指示功率或信号的流动方向（见图 20-11）。

单线图同框图类似，唯一的区别是在单线图中元件用它们的符号表示而不是方框。符号给出了关于元件性质的总体印象；因此，单线图包含更多的信息。表 20-1 列出了典型的符号。连接各部分的连线表示两个或多个导体（见图 20-12）。

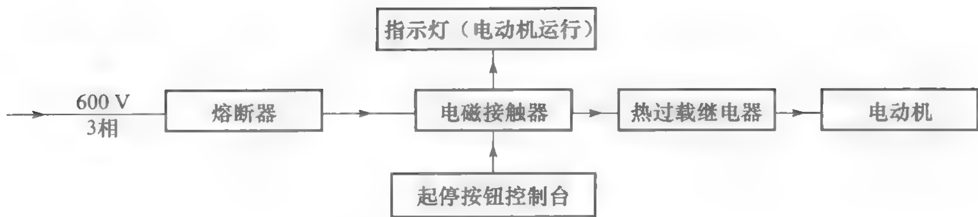


图 20-11　电动机起动器框图

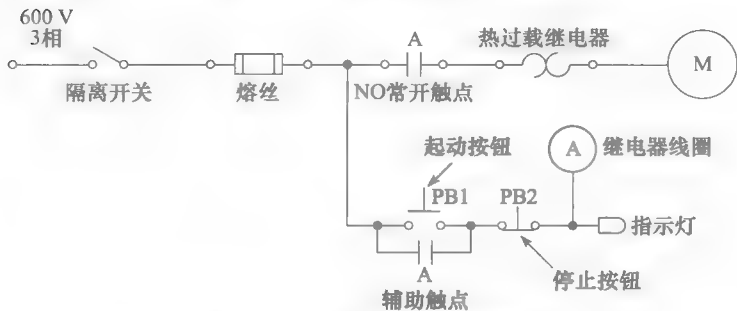


图 20-12　电动机起动器单线图

接线图显示了各部分间的连接，它考虑了终端的物理位置，甚至导线的颜色。这种电路图用于安装设备或检修电路（见图 20-13）。

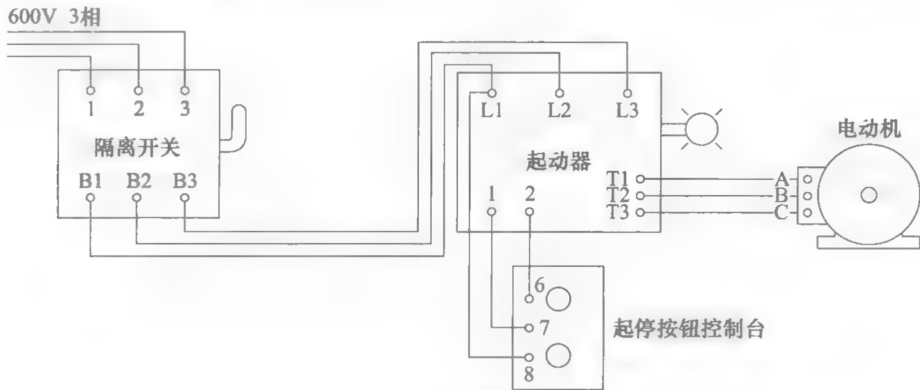


图 20-13　电动机起动器接线图

原理图显示了各元件之间的所有电气连接，而不考虑它们的物理位置和终端排列。当需分析电路故障或电路运行模式时，这种原理图是必不可少的（见图 20-14）。在接下来的章节中，将使用这种原理图。

读者需注意到图 20-11～图 20-14 中的四种类型的原理图表示的是同一控制电路。用于指定各个组成元器件的符号在表 20-1 中给出。

20.5　起动方法

三相笼型电动机的起动可采用直接起动和降压起动。起动方式取决于电源线的功率容量和负载的类型。

直接起动方式简单又便宜。最大的缺点是有很高的起动电流，为额定负载时的5～6倍，它能产生很大的线电压降，这将影响连在同一线路上的其他设备正常工作。白炽灯、电视机、高精度机床等对电压敏感的设备将因此产生不好的影响。

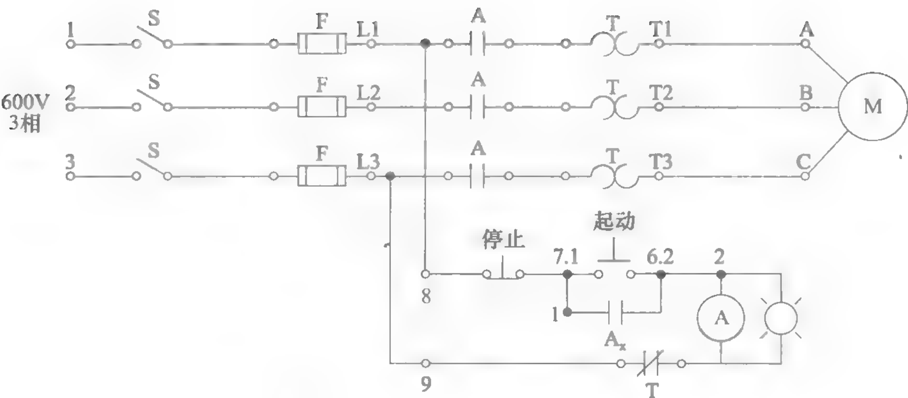


图 20-14 电动机起动器原理图

机械冲击是另一个不能忽视的问题。如果全电压起动将产生冲击转矩，设备会被损坏。输送带是一个不能采用直接起动的例子。

在大型工业装置中，甚至可以允许高达 10 000hp 电动机的直接起动。当然，在加速过程中，熔丝和断路器必须承受起动电流。

一个电动机控制电路包括两个基本部分：一个隔离开关和一个起动器。隔离开关通常安装在电源线和起动器之间。有时候隔离开关和起动器安装在同一柜子中组成一个组合起动器。隔离开关中熔丝的额定电流大约取为满载负载电流的 3.5 倍；因此，它们不能在持续过载时保护电动机。它们的主要作用是保护电动机和电源免受因电动机或起动器电路短路或起动失败产生的冲击性灾害的影响。在正常起动状态下，即使初始电流为 6～7 倍满载电流时，熔丝也能正常工作。熔丝额定安倍值必须符合国家电气标准。

在一些情况下隔离开关及其熔丝用一个手动断路器来替代。

20.6 手动直接起动器

手动三相起动器由一个断路器和 2～3 个热继电器组成，它们都安装在一个尺寸合适的机箱中。这些起动器用于电压范围在 120～600V 的小型电动机（10hp 及以下）。一旦某相电流超出额定值较长时间后，热继电器就会使断路器工作。

手动单相起动器（见图 20-15）基于相同的原理制造，但它只包括一个热继电器，热继电器根据连在起动器上的电动机来选择。

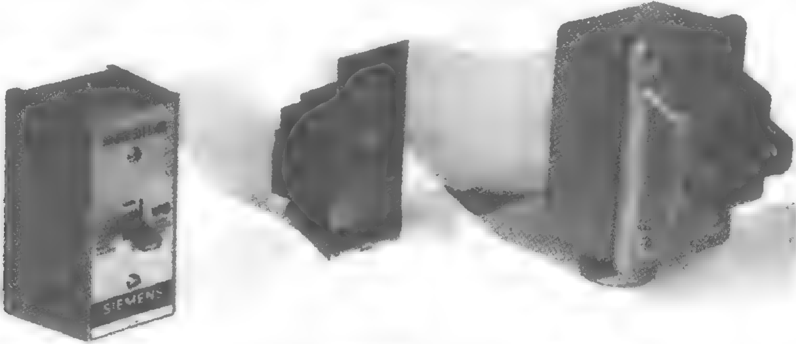


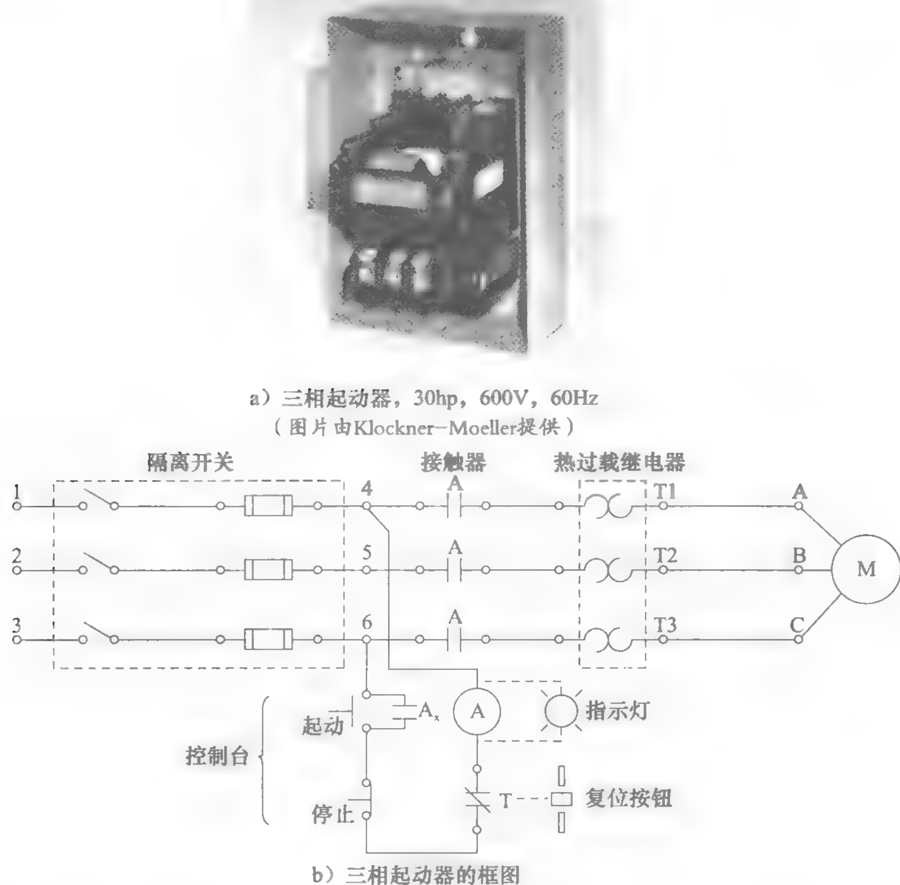
图 20-15 1hp 单相电动机的手动起动器；左边：表面安装式；中间：齐平式；右边：防水外壳

（图片由 Siemens 提供）

20.7　起动器

当一台电动机需远程控制时，可使用起动器。当电动机功率超过 10kW 时，也使用该类起动器。

图 20-16 显示了典型起动器和它相应的示意图。隔离开关在起动器的外部。起动器有三个主要组成部分：一个接触器，一个热继电器，一个控制台。现在描述这三个部件。



a）三相起动器，30hp，600V，60Hz
（图片由Klockner–Moeller提供）

b）三相起动器的框图

图 20-16　三相起动器

1. 接触器 A 控制三个大型触点 A 和一个小型的辅助触点 A_x。如图 20-16 所示，这些触点是常开的。触点 A 必须有足够大的容量来承受起动电流和正常工作时的满载电流而不至于过热。触点 A_x 就小多了，因为它只需承受激励绕组 A 的电流。激励绕组与它控制的接触器用相同的符号 A 表示。只要线圈通电，触点 A 和 A_x 都保持闭合。

2. 热继电器 T 保护电动机免于受持续过载的损伤，经常用字母 OL（overload）表示。它由三个独立的热元件组成，分别与三相串联。一个小的常闭触点 T 组成继电器组件的一部分。当热继电器太热时它就打开，并一直保持打开状态直至继电器重启。

热继电器额定电流的选择以使继电器能保护电动机免于受持续过载的损伤为标准。触点 T 打开前的持续时间由过载电流的大小决定。图 20-17 显示了跳闸时间与继电器额定电流倍数的关系。当电流为额定电流（1 倍）时，继电器不会跳闸，但当电流达到两倍额定电流时，继电器在 40 秒后跳闸。热继电器配备了复位按钮，以便能够在过载后重合触点 T，在按复位按钮前最好等几分钟以使继电器能够冷却。

3. 由起停按钮组成的控制台，可以放在起动器附近，也可以放在离起动器较远处。指示灯也是可有可无的。

参考图 20-16b，要起动电动机，首先要闭合隔离开关，然后按下起动按钮。线圈 A 一通电就引起触点 A 和 A_x 闭合。线电压直接加在电动机上，指示灯变亮。当按钮被释放后它就回到正常状态，但激励绕组仍受激励，因为辅助触点 A_x 现在是关闭的。触点 A_x 称为自锁开关。

要停止电动机的运行，只需按下停止按钮，即打开线圈电路的按钮。如果持续过载，触点 T 的打开能产生同样的效果。

有时候热继电器会无缘无故地跳闸。当起动器周围环境温度过高时，这种情形会发生。为了解决这个问题，可以把起动器移到别处，也可以换成额定电流更高的热继电器。如果电动机周围的环境温度还是过高，偶然的跳闸现象作为一种警告，还是可能会发生。

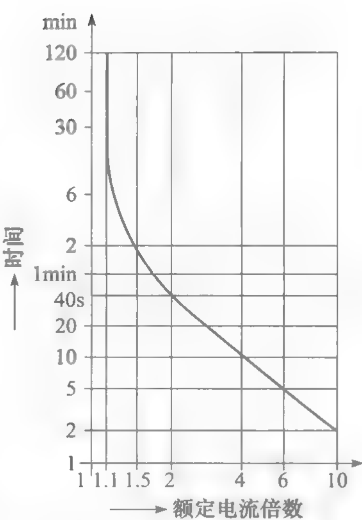


图 20-17 典型的热继电器过载曲线，表示了跳闸时间与线电流的关系。跳闸时间是从冷起动状态开始算的。如果电动机已经满载工作了一个小时或更长时间，跳闸时间要减少 30%

图 20-18 为一种典型的组合起动器。图 20-19 为另一种配备了一个小型降压变压器的组合起动器。这种变压器总是用于高电压起动器（600V 以上），因为它们允许使用标准的控制元件，如按钮和指示灯，同时能减少作业人员的触电危险。



图 20-18 三相组合起动器，150hp，575V，60Hz。突起的旋钮控制隔离开关；按钮盘用透明聚碳酸酯覆盖
（图片由 Klockner-Moeller 提供）

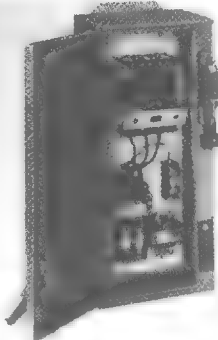


图 20-19 三相组合起动器，额定值为：100hp，575V，60Hz。隔离断路器由外部把手控制。接触器安装在左下角的防水外壳中。装在右下角更低处的小型 600V/120V 的变压器为控制电路提供低压电源
（图片由 Square D，Groupe Schneider 提供）

图 20-20 为一种 2500hp，4160V，60Hz 的三相笼型电动机用的中压直接起动器。金属室有 3 个熔断器和一个三相真空接触器。该接触器在需要必要的维修前可以满负荷执行操作 25 万次。在起动过程中，绕组上的 120V 电压产生 21.7A 的涌流，在正常运行时电流能下降到 0.4A。主触点的闭合和断开时间分别是 65ms 与 130ms。

图 20-21 显示一个特殊的组合起动器，短路发生后，可通过远程复位。其特点是：可编程，无需熔丝。该接触器能在小于 3ms 的时间内来中断短路电流，这与 HRC 熔丝的功能比较相似。该接触器的作用与隔离开关相同，且整体尺寸远小于常规组合起动器。



图 20-20 用于 2500hp 笼型电动机的三相，5kV 起动器。为了安全考虑，中压和低压电路是完全隔离的。起动器高为 2286mm，宽为 610mm，深为 813mm，重 499kg

（图片由 Square D，Grouper Schneider 提供）

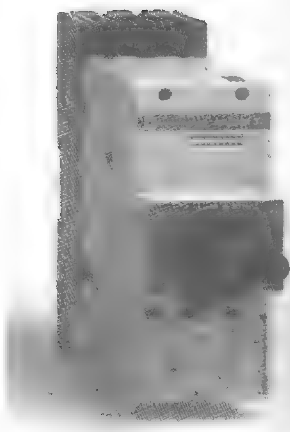


图 20-21 专用的自保护起动器，额定值为 40hp，460V，60Hz。在电压 460V 时，短路能力为 42kA，具有可调温度和磁场脱扣整定值。整体尺寸为：243mm 高，90mm 宽，179mm 深

（图片由 Telemecanique，Groupe Schneider 提供）

20.8 点动

在一些机械系统中，需要非常精确地调整电动部件的位置。为实现这一目标，可给电动机加脉冲激磁，使之微动（点动）。将双触点按钮 J 接到通常的起动/停止电路，如图 20-22 所示，即构成点动控制系统。下面介绍控制电路是如何工作的。

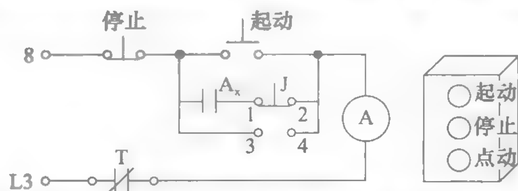


图 20-22 起-停操作的控制电路和按钮面板。端 8、L3 同图 20-13 的端 8、L3 相一致

如果工作按钮 J 是在其正常位置（未按下），一旦起动按钮按下，继电器线圈 A 便受励磁。主接触器的触点 A_x 闭合，所以在起动按钮被释放后电动机将继续运转。因此，控制电路以与图 20-16b 相同的方式工作。

假设现在电动机停止，按下点动按钮。这会闭合触点 3、4，继电器线圈 A 受激励。触点 A_x 闭合，但触点 1、2 现在还是打开的，A_x 的关闭对它们没有任何影响。只要点动键按下，电动机将加速。然而，当释放它后，将不再激励线圈 A，触点 A 将失去作用，引起 A_x 打开。因此，当触点 1、2 再次桥接，电动机将仍停止。因此，通过按下点动按钮可以短暂地给电动机提供功率。

由于需要不断地关断大于正常值 6 倍的电流，点动对主功率触点 A 要求很高。据估计，每个脉冲相当于正常起停操作 30 次。因此，一个接触器可以正常起动和停止电动机 300 万次，但只能点动 10 万次，因为触点不得不予以更换[⊖]。此外，点动不应重复工作太快，因为断弧产生的高温将会使主触点焊接在一起。重复点动也会引起电动机过热。当需要点动时，通常是选定一个尺寸大于正常工作时所需的接触器。

⊖ 接触器估计机械寿命大约为 2000 万次开关循环，但是触点在进行了大约 300 万次的正常开关操作后就应该更换。

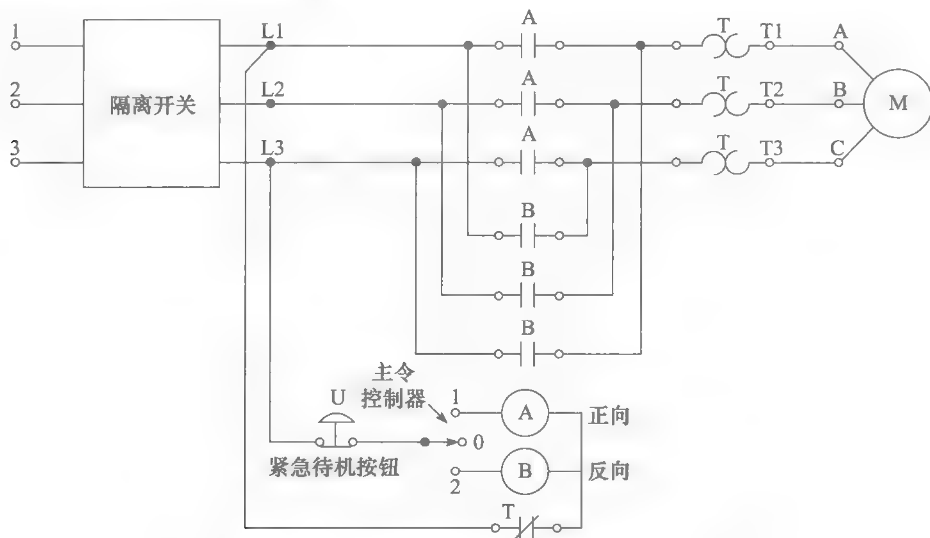
20.9 反转

可以通过换接任何两根电源线来改变三相电动机的旋转方向。这可以通过使用两个接触器 A、B 和一个 3 位主令控制器来实现，如图 20-23 所示。当触点 A 关闭，线 L1、L2、L3 连接到电动机的接线端 A、B、C。而当触点 B 关闭，L1、L2、L3 连接到电动机接线端 C、B、A。

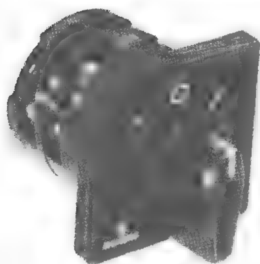
在正转方向，主令控制器拨到触点 1，继电器线圈受激励，从而使触点 A 闭合[⊖]。

为了实现反转，将主令控制器拨向 2 号位置。在这样做的同时，必须把开关拨离 0 号位置。因此，同时激励线圈 A 和 B 是不可能的。由于机械上的缺陷，有时在继电器绕组停止激励后，接触器仍然吸合。这会引起严重的后果，因为当其他接触器关闭后，将会发生短路。短路电流有可能比正常工作电流大上 50～500 倍，这两个接触器会严重损坏。为了消除这种危险，接触器应做到机械上的互锁，以使两个接触器不可能同时关闭。互锁器是一根简单的铁棒，安装在中间的枢纽轴上，铁棒的两端连接在每个接触器的可移动电枢上。

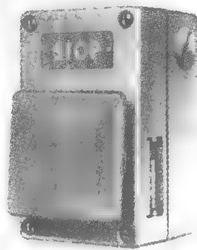
在紧急情况下，可使用按钮 U 来停止电动机（见图 20-23c）。事实上，按下大按钮比把主令控制器拨离初始位置要更方便。



a）可逆起动器的简化电路原理图



b）图20-23a中的3位主令控制器
（图片由Siemens提供）



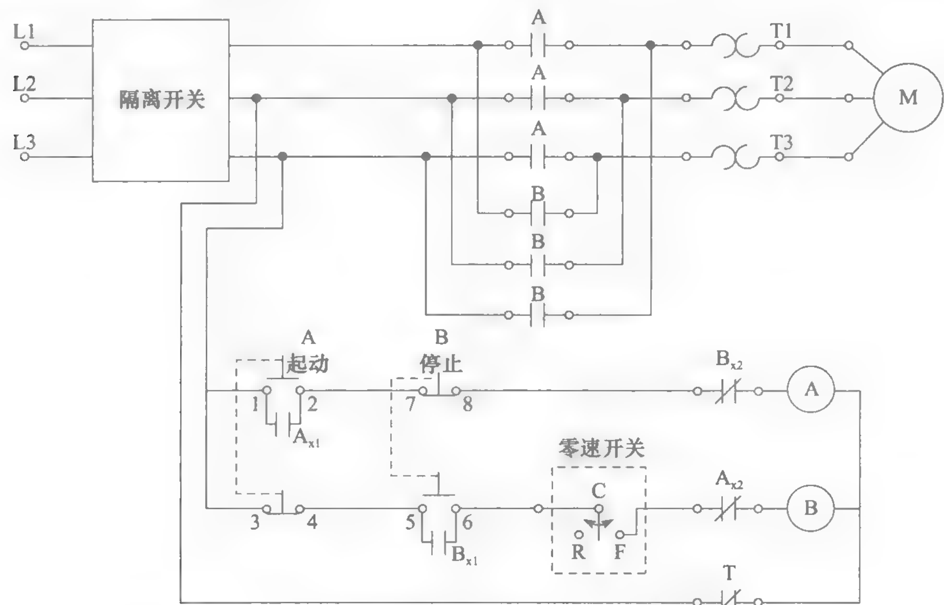
c）图20-23a中紧急停止按钮
（图片由Square D提供）

图 20-23 电动机反转的实现

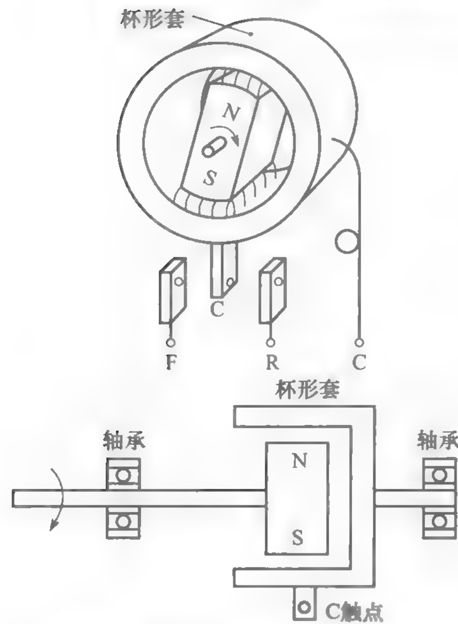
⊖ 触点和继电器线圈可以用任何适当的字母来表示。而 F 和 R 经常用来表示正转和反转操作的器件。在本书中，出于电路表示连续性的考虑，采用了字母 A 和 B。

20.10　反接制动

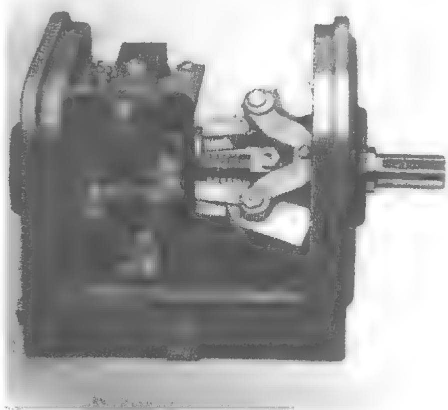
14.8 节已介绍，可以通过反接两根电源线使感应电动机实现快速停车。然而，为了防止电动机反转，一旦电动机将要停转，通过零速开关断开电源。图 20-24a 为反接制动电路的原理图。电路工作如下：



a）具有反接制动控制的起动器的简单电路框图



b）典型的零速开关，用于图20-24a所示电路中



c）离心式零速开关
（图片由Hubbel提供）

图 20-24　反转制动的实现

1. 接触器 A 用来起动电动机。除了 3 个主触点 A 外，它还有两个小的辅助触点 A_{x1} 和 A_{x2}。

2. 起动按钮有一对常开触点 1、2 和一对常闭触点 3、4，它们同时工作。即触点 3、4 在触点 1、2 关闭之前就打开。

3. 接触器 B 用于停止电动机。它同接触器 A 一样，除了 3 个主触点 B 外，还有两个辅助触点 B_{x1} 和 B_{x2}。

4. 停止按钮也同起动按钮一样。也就是说，在触点 5、6 关闭之前，打开触点 7、8。

5. 零速开关的触点 F-C 是常开的，当电动机正旋时便闭合。这为反接电路中线圈 B 的最后操作做好了准备。

6. 触点 A_{x1} 和 B_{x1} 起自锁作用，只要短时按下按钮 A 或 B 就能起动或停止电动机。

7. 触点 A_{x2} 和 B_{x2} 是电气互锁的，以防止控制绕组 A 和 B 同时受激励。因此，当电动机运行时，触点 A_{x2} 是打开的。所以，控制绕组 B 不能通过按下按钮 B 而受励，直至触点 A 释放，引起接触 A_{x2} 重新闭合。

市场上有很多种类的零速开关，图 20-24b 表示了其中一种，它基于感应电动机的原理而工作。它包括一个小的永磁转子 N、S 和一个铜制圆环或杯形套在轴承上，但又能在固定触点 F 和 R 之间自由转动。永磁体与主电动机的轴连接在一起。一旦电动机顺时针转，永磁体把环拉向相同的方向，由此闭合触点 F-C。当电动机停止转动，黄铜环返回原来状态。

图 20-24c 表示了另一种零速开关，它是基于离心力的原理而工作的。

20.11 降压起动

一些工业负载要求电动机必须缓慢起动。典型的例子有绕线机、印刷机、传输带和制造易碎物品的机器。在另外一些工业应用领域，电动机不能直接接到电源上因为起动电流会过高。在所有这些例子中，都应该降低电动机端电压，这可通过在电源侧串接电阻或电感，或使用自耦变压器来实现。电压与转子电流、转子转矩有以下关系：

1. 堵转电流恒与电压成比例。电压降低一半，以使电流降为原来的 1/2。

2. 堵转转矩恒与电压平方成比例。电压降低一半，以使转矩降为原来的 1/4。

20.12 串电阻起动

串电阻起动时，需要在电动机回路中串接入三个电阻（见图 20-25a）。接触器 A 首先关闭，当电动机接近同步速时，接触 B 把电阻短路。这种方法是一种非常平滑的起动过程，完全没有机械冲击。刚起动时，电阻上的压降很大，但它随着电动机转速的增加和电流的下降而逐渐减小。因此，电动机端电压随着电动机转速的上升而升高，当电压全部加上去后（通过接触器 B 的关闭），电气和机械的冲击都可以忽略不计。经过延时继电器预先设定的时间后，电阻被短路。

原理控制图（见图 20-25b）中包括以下电路元件：

A、B：接触器励磁绕组。

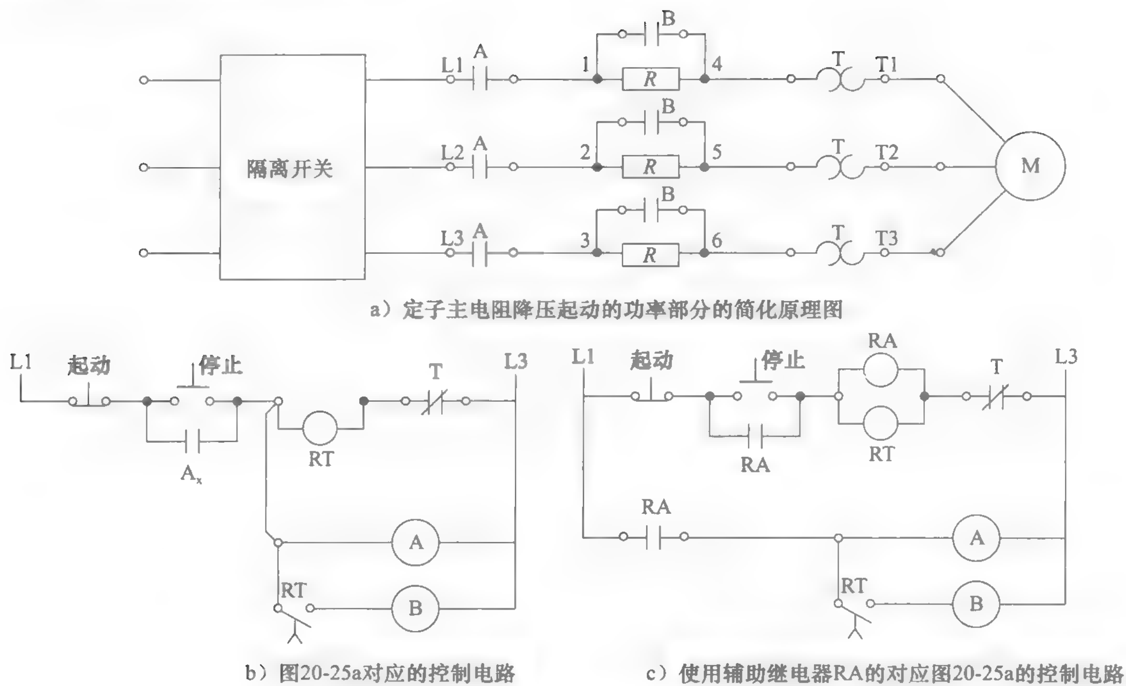
A_x：与 A 相关联的辅助触点。

RT：延时继电器，用于在一段预设的时间后关闭绕组 B 的电路。

起动按钮一按下，激励控制绕组 A 和 RT。这导致触点 A 和 A_x 迅速关闭。然而，触点 RT 只有在经过一段时间的延时后才会关闭，所以只有在几秒钟后才会激励接触器 B 的控制绕组。

如果电磁接触器 A、B 特别大，而触点按照图 20-25b 所示连接，励磁冲击电流会损坏起动触点。在这种情况下，最好增加一个拥有可靠触点的辅助继电器。如图 20-25c 所示，辅助继电器 RA 的主要目的是承载 A 和 B 的控制绕组中的激磁电流。注意，起动按钮触点只承载 RA 和 RT 的控制绕组中的激磁电流。其他电路元器件都很简单，读者在分析电路

如何工作时应该没有任何困难。

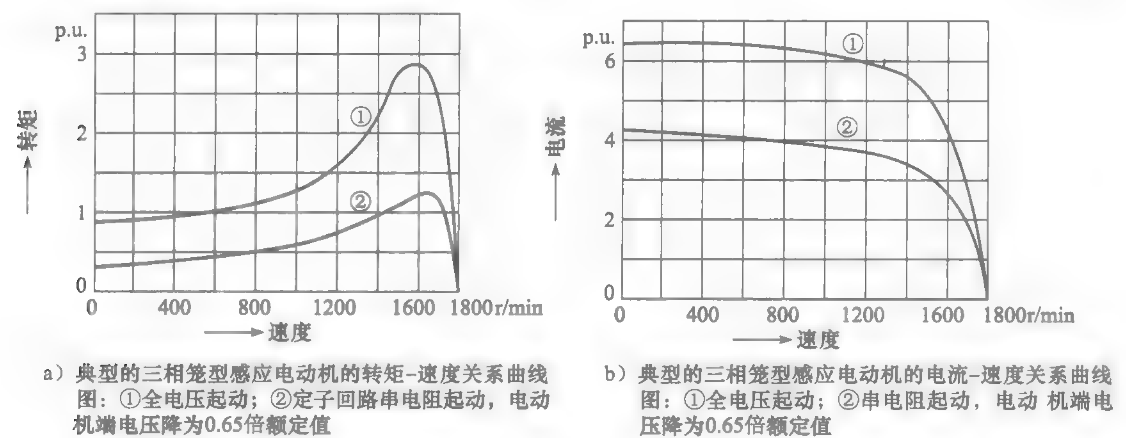


a）定子主电阻降压起动的功率部分的简化原理图

b）图20-25a对应的控制电路　　c）使用辅助继电器RA的对应图20-25a的控制电路

图 20-25　串电阻起动

当定子回路串入电阻后，电动机起动特性会受到怎么样的影响呢？图 20-26a 的曲线 1 表示了当一台典型的 1800r/min 的三相感应电动机全电压运行时的转矩-速度关系。相应地，曲线 2 表示了当该电动机串电阻运行时的转矩-速度关系。串入电阻的选取应使定子两端堵转电压的标幺值为 0.6。因此，堵转转矩的标幺值为 $(0.65)^2=0.42$（42%的满载转矩）。这就意味着电动机必须轻载起动。



a）典型的三相笼型感应电动机的转矩-速度关系曲线图：①全电压起动；②定子回路串电阻起动，电动机端电压降为0.65倍额定值

b）典型的三相笼型感应电动机的电流-速度关系曲线图：①全电压起动；②串电阻起动，电动 机端电压降为0.65倍额定值

图 20-26　笼型电动机的转矩-速度关系曲线与电流-速度关系曲线

图 20-26b 中的曲线 1 为当电动机加额定电压时的电流与速度的关系。曲线 2 为串入电阻时的关系。当转速达到 1700 转/分时，电阻被短路。电流从约 1.8 倍额定值跳跃至 2.5 倍额定值。

例 20-2 一台150kW（200hp），460V，3相，3520r/min，60Hz的感应电动机，堵转转矩为600N·m和转子堵转电流为1400A。三相进线端串联电阻，以使电动机电压减少至0.65倍额定值。计算：

a. 在额定电压，堵转条件下，电动机吸收的视在功率；

b. 当串入电阻时电动机吸收的视在功率；

c. 当串入电阻时，来自电源线的视在功率；

d. 电动机产生的堵转转矩。

解 a. 在额定电压下，堵转时的视在功率为

$$S=\sqrt{3}EI=\sqrt{3}\times 460\times 1400=1114\text{kV}\cdot\text{A}$$

b. 电动机工作在0.65倍额定值时电动机两端电压为

$$E=0.65\times 460=299\text{V}$$

电动机电流与电压成比例减少

$$I=0.65\times 1400=910\text{A}$$

电动机的视在功率为

$$S_m=\sqrt{3}EI=\sqrt{3}\times 299\times 910=471\text{kV}\cdot\text{A}$$

c. 来自电源线的视在功率为

$$S_L=\sqrt{3}EI=\sqrt{3}\times 460\times 910=724\text{kV}\cdot\text{A}$$

因此，从百分比看，视在功率仅为额定电压视在功率的724kV·A/1114kV·A=65%。

d. 转矩随电压的平方而变化：

$$T=0.65^2\times 600=0.42\times 600=252\text{N}\cdot\text{m}$$

图20-27总结了以上的计算结果。

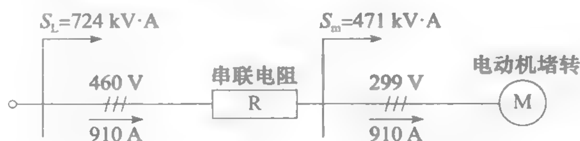


图 20-27 例 20-2 原理图

例 20-3 在例20-2中，如果堵转电动机功率因数仅为0.35，计算串入的电阻阻值和它们消耗的功率。

解 应用功率三角形，通过有功和无功功率来求解问题。降电压时，电动机的视在功率为

$$S_m=471\text{kV}\cdot\text{A}(\text{见例 }20\text{-}2)$$

相应的来自电源线的视在功率为

$$S_L=724\text{kV}\cdot\text{A}(\text{见例 }20\text{-}2)$$

电动机的有功功率为

$$P_m=S_m\cos\theta=471\times 0.35=165\text{kW}$$

电动机吸收的无功功率为

$$Q_m=\sqrt{S_m^2-P_m^2}=\sqrt{471^2-165^2}=441\text{kvar}$$

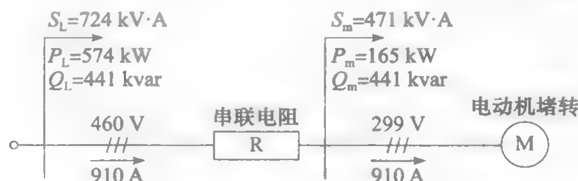


图 20-28 例 20-3 图

电阻只能吸收电路中的有功功率。因此，电源线提供的无功功率与电动机吸收的无功功率必须相等：

$$Q_L = 441\text{kvar}$$

电源线提供的有功功率为

$$P_L = \sqrt{S_L^2 - Q_L^2} = \sqrt{724^2 - 441^2} = 574\text{kW}$$

三相电阻吸收的有功功率为

$$P_R = P_L - P_m = 574 - 165 = 409\text{kW}$$

每相电阻吸收的有功功率为

$$P = P_R/3 = 409/3 = 136\text{kW}$$

流经每相电阻的电流大小为

$$I = 910\text{A}(\text{见例 20-2})$$

每相电阻大小为

$$P = I^2R$$

$$136\,000 = 910^2R$$

$$R = 0.164\Omega$$

因此，这 3 个电阻的阻值各为 0.164Ω，瞬时承受功率为 136kW，其体积比电流连续条件下的小得多。

这是关于用功率三角形法解决问题的一个例子。其结论列在图 20-28 中。 ◀

20.13　自耦变压器起动

相比于串电阻起动，自耦变压器起动器的优点在于，对于一个给定的转矩，其线电流要低得多；缺点是自耦变压器成本高，并且从降电压起动到额定电压运行的过渡不是很平滑。

自耦变压器通常有多个抽头，使输出电压分别为 0.8 倍、0.65 倍和 0.5 倍的额定值。相应的起动转矩分别是 0.64 倍、0.42 倍和 0.25 倍的全电压时的起动转矩。此外，进线端对应起动电流也减少到 0.64 倍、0.42 倍和 0.25 倍的全电压时的起动电流。

图 20-29 为使用两个自耦变压器以开口△联结的起动器。图 20-30 是该起动器的简化电路图。它有两个接触器 A 和 B。接触器 A 有 5 个常开触点 A 和一个辅助常开触点 A_x。该接触器只在电动机起动时很短暂的时期里工作。

接触器 B 有 3 个常开触点 B。它在电动机运行的时候处于工作状态。

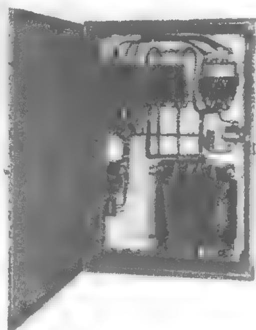


图 20-29　降压自耦变压器起动器，100hp，575V，60Hz
（图片由 Square D 提供）

自耦变压器设置在 65% 的抽头上。时间延迟继电器 RT 有三个触点 RT1、RT2、RT3。触点 RT1 与起动按钮并联，一旦线圈 RT 受激励就闭合。其他两个触点 RT2、RT3 在经过一段继电器 RT 设定好的时间后再动作。接触器 A 和 B 是机械互锁的，防止它们同时关闭。

按下起动按键后，接触器 A 关闭，自耦变压器得电，将已降低的电压加到电动机端。几秒钟后，与线圈串联的触点 RT2 打开，使接触器 A 打开。与此同时，触点 RT3 引起接触器 B 闭合。这样，接触器 B 在接触器 A 断开后立即闭合，从而给电动机提供全电压，同时切断自耦变压器和电源的联系。

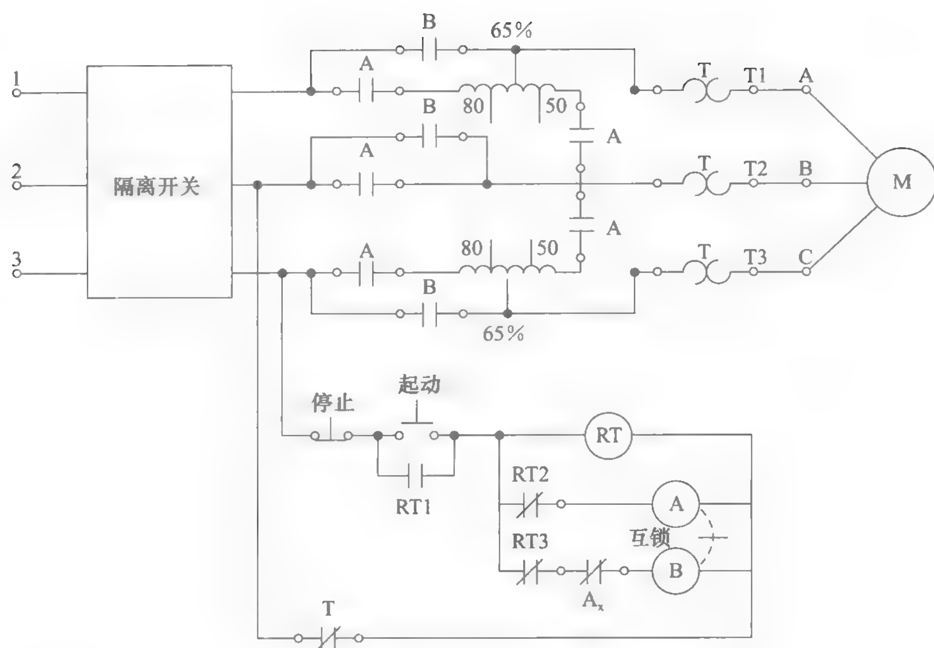
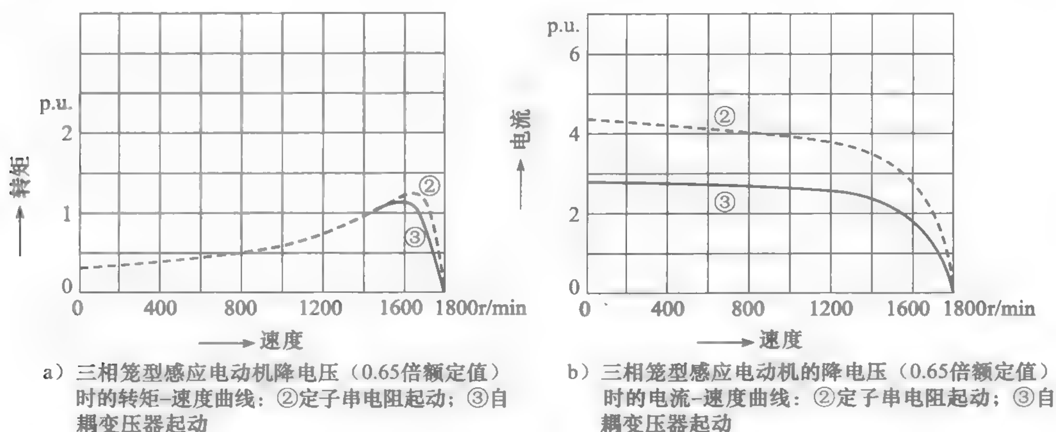


图 20-30 自耦变压器起动器的简化电路原理图

在从接触器 A 到接触器 B 的切换过程中，电动机有几分之一秒时间是断开电源的。这将产生一个问题，因为接触器 B 关闭时，电源线会产生大瞬态电流，该电流对接触器不利，并会产生机械冲击。出于这个原因，有时会采用更复杂的电路，使电动机在切换电压时与电源线断开。

图 20-31a 和图 20-31b 比较了当采用自耦变压器起动（3）和串电阻起动（2）时的转矩和电流特性。堵转电压在每一种情况下均为 0.65 倍额定值。读者将注意到，堵转转矩是相同的，但堵转电流在使用自耦变压器时要低得多（2.7 倍比 4.2 倍额定值）。



a）三相笼型感应电动机降电压（0.65倍额定值）时的转矩-速度曲线：②定子串电阻起动；③自耦变压器起动

b）三相笼型感应电动机的降电压（0.65倍额定值）时的电流-速度曲线：②定子串电阻起动；③自耦变压器起动

图 20-31 自耦变压器起动与定子半电阻起动的比较

当电动机转速达到约同步速度 90％时，串电阻起动将产生更高的转矩，因为起动时端电压略高于励磁电压的 65％。另一方面，当使用自耦变压器，线电流在所有速度时都会比较小。

由于自耦变压器只运行很短的时间，与使用条件为额定连续电流的设备相比，自耦变压器可以用较细的导线。这能够大大减少自耦变压器的体积、重量和成本。

例 20-4 一台 150kW，460V，3520r/min，60Hz 的三相感应电动机，堵转转矩为 600N·m 和堵转电流为 1400A（与例 20-2 中的是同一电动机）。采用两台自耦变压器采用开口△联结（有 65%的抽头）来降电压起动。计算：

a. 电动机吸收的视在功率；

b. 线电压为 460V 的电源提供的视在功率；

c. 线电压为 460V 的电源提供的电流；

d. 堵转转矩。

解　a. 电动机端电压为

$$E = 0.65 \times 460 = 299\text{V}$$

流经电动机的电流为

$$I = 0.65 \times 1400 = 910\text{A}$$

电动机视在功率为

$$S_{\mathrm{m}} = \sqrt{3}EI = \sqrt{3} \times 299 \times 910 = 471\text{kV} \cdot \text{A}$$

b. 线电压为 460V 电源所提供的视在功率等于电动机吸收的视在功率，因为自耦变压器消耗的有功和无功功率是可以忽略不计（见 12.1 节）。

因此

$$S_{\mathrm{L}} = S_{\mathrm{m}} = 471\text{kV} \cdot \text{A}$$

c. 电源线电流为

$$I = S_{\mathrm{L}}(\sqrt{3}E) = 471\,000/(1.73 \times 460) = 592\text{A}$$

注意，这个电流比串电阻起动的电源线电流（910A）小得多。

d. 堵转转矩与电动机电压的平方有关：

$$T = 0.65^2 \times 600 = 0.42 \times 600 = 252\text{N} \cdot \text{m}$$

图 20-32 总结了上述计算结果。很有必要把它们同图 20-27 的结果相比较。

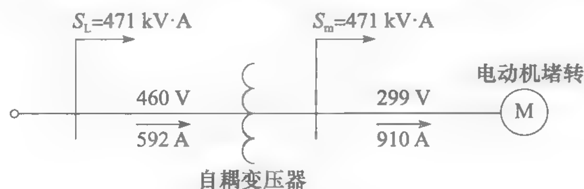


图 20-32　例 20-4 图

20.14　其他起动方式

除了电阻和自耦变压器，还有一些其他的方法在异步电动机起动时限制电流和转矩。一些只需要改变定子绕组的连接。部分绕组起动方法可用于当有两个相同的三相绕组在电动机运行时并联运行的异步电动机的起动。在起动阶段，只有其中一组 3 相绕组在工作。其结果是，其阻抗值高于这两个绕组的并联时的阻抗。在电动机加速阶段，另一组 3 相绕组投入使用，使这两个线圈并行运作。图 20-33 展示了两个 3 相接触器 A 和 B 如何用于部分绕组起动。接触器 A 首先关闭，从而激励绕组 1、2、3；接着接触器 B 关闭，使绕组 7、8、9 与绕组 1、2、3 并联工作。

有许多不同类型的部分绕组联结法，一些大型电动机有专门设计的绕组以使其起动性能得以优化。

在△-Y联结起动中，所有 6 个定子端都接到接线盒。绕组连接在起动过程中是Y联接，在正常运行情况下则保持△联结。这个起动的方法具有与 58%抽头的自耦变压器起动器相同的结果。原因是每个△-Y联结线圈的实际电压仅仅是 $1/\sqrt{3}$（= 0.58）的额定值。

最后，要起动绕线式感应电动机，可通过一个、两个或多个步骤，逐步短路外部转子电阻。步骤数取决于电动机的大小和负载的性质（见图 13-19）。

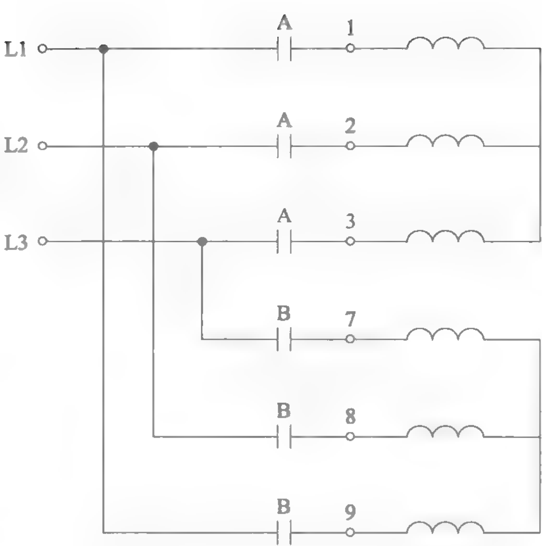
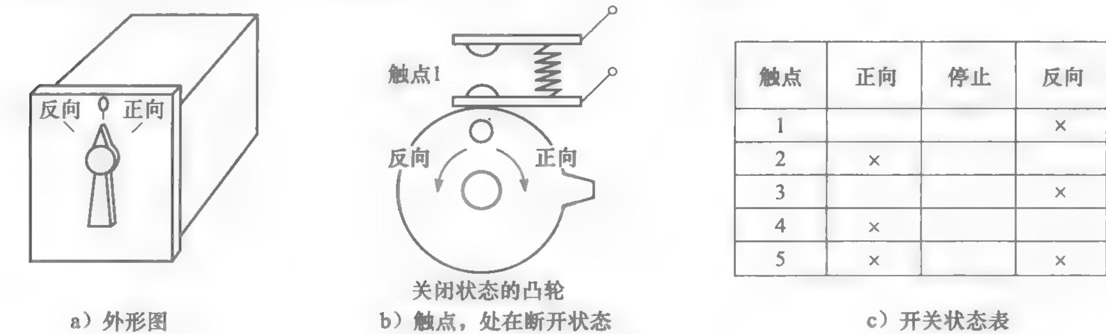


图 20-33 感应电动机的部分绕组起动

20.15 主令控制器

一些工业操作必须在控制器连续的控制下完成。例如，在起重机中，应能改变升降的速度，并能把负载平稳地放在一个适当的地方。主令控制器可以进行这些控制动作。

图 20-34 为一个 3 位主令控制器，可用来前进、后退、停止运行三相异步电动机。对于每个位置的旋钮，有些触点是闭合的，而另一些是打开的，该信息在开关一侧的一个表中给出。一个叉（×）表示闭合的触点，而一个空格则表示打开的触点。例如，在正转的位置，触点 2、4 和 5 是闭合的，而触点 1 和 3 是打开的。当旋钮拨向停止的位置，所有触点都打开。图 20-34b 显示触点 1 的打开和闭合时凸轮的位置。



触点	正向	停止	反向
1			×
2	×		
3			×
4	×		
5	×		×

a）外形图　b）触点，处在断开状态　c）开关状态表

图 20-34 主令控制器

图 20-35 中的电路原理图显示了如何连接主令控制器与三相感应电动机。旋钮处于每一个位置时触点的状态（打开或关闭）都直接显示在图上。三相电源线和电动机连接到主令控制器适当的终端。请注意，跳线 j1、j2、j3、j4 也需要完成连接。读者应该分析主令控制器每个位置的电路连接和由此产生的电流。例如，当开关拨到正转位置，接触 2、4、5 关闭，L1 连接到 T1，L2 到 T2，L3 到 T3。

有些主令控制器可以通过几百安培的电流，但我们往往更喜欢使用接触器来处理大电流。在这种情况下，一个小主令控制器是用来控制接触器控制线圈的。极其复杂控制方案的设计可以用多重主令控制器来实现。

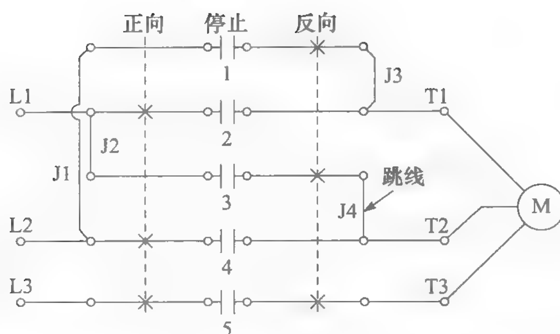


图 20-35　主令控制器实现三相感应电动机正反转和停止操作的电路原理图

20.16　计算机和控制

本章介绍的控制装置应用于整个工业控制行业。随着计算机的发展，现在可以通过计算机来模拟许多继电器线圈和继电器触点操作。此外，这些设备之间的连接也可以模拟。因此，只需使用键盘、显示器以及计算机就可以完成非常复杂的控制电路。因此，只需简单地把这些设备（和他们的线路）编程输入计算机，而无须使用真正的继电器、触点、延时环节。用于这个目的计算机称为可编程序逻辑控制器（PLC）。第 31 章介绍其结构及基本原理。

电气驱动

20.17　电气驱动⊖基础

本章已经介绍了用来起动和停止异步电动机的基本控制设备。在一些电气传动系统中需要电动机能以不同的转矩、速度正转或反转。电动机主要以电动状态运行，也需要在短时间内作为发电机运行或制动。例如，在电力机车中，电动机可顺时针或逆时针运行，转矩方向也可能旋转方向同向或反向。换言之，速度和转矩是可正可负的。

在描述工业驱动器时，各种操作模式最好能以图形化的形式显示。正的和负的速度绘制在横轴上，正的和负的转矩绘制在纵轴上（见图 20-36）。这样就有了 4 个工作象限，分别标记为象限 1、2、3 和 4。

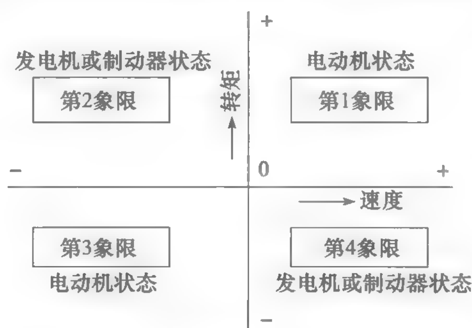


图 20-36　电气驱动可以工作在 4 个象限

如果一台电动机运行在第 1 象限，无论是转矩还是速度都是正的，这意味着它们是同向的。因此，一台电动机运行在这一象限时是作为电动机工作的。因此，它向负载提供机械功率。该电动机也可在第 3 象限作为电动机工作，但转矩和速度都反向了。

电动机运行在第 2 象限时，它提供的转矩是正的，但速度是负的。换言之，转矩是顺时针旋转的而电动机是逆时针旋转的。在此象限，电动机从负载吸收机械功率；因此，它作为发电机运行。机械功率转化为电磁功率，后者通常是反馈到电网上，也可消耗在一个外置电阻器中，如能耗制动。

⊖ 电气驱动系统是一个由一台或多台电动机及用来控制这些电动机的驱动器组成的系统。

根据不同的连接方式，一台电动机也可在第 2 象限作为制动器运行。被吸收的机械功率再次转换为电磁功率，但后者不可避免地立即转化为热量。实际上，当电动机作为制动器工作时，它从电源线吸收电磁功率，与此同时，从转轴吸收了机械功率。两部分输入的功率都以热量形式消耗，且往往是消耗在电动机本身上。例如，反接制动时，电动机作为一个制动器。在更大的电力驱动系统中，很少让电动机工作在制动状态，因为这种状态效率很低。因此，通常让电动机在在第 2 象限作为发电动机运行。

第 4 象限同第 2 象限相似，但转矩和速度均反向，因此，上述的分析同样适用。

20.18 典型的转矩-速度曲线

应用三相异步电动机的转矩-速度曲线可方便地研究电动机的电动、发电和制动工作模式。14.16 节已介绍过这方面的内容，尤其在图 14-16 中。

观察图 20-37 中的实曲线，电动机在第 1 象限为电动状态，在第 2 象限为制动状态，在第 4 象限为发电状态。如果定子引线反接，将会得到另一虚线所示转矩-速度曲线。该电动机在第 3 象限为电动状态，在第 2 象限为发电状态，在第 4 象限为制动状态。请注意，电动机在第 2、4 象限既能作为一台发电动机也能作为制动器；而在第 1、3 象限，总是作为电动机运行。

再举一个例子，图 20-38 为直流并联电动机当电枢电压恒定时完整的转矩-速度曲线，可明显看出电动、发电、制动运行模式。如果电枢引线反接，可得到虚线标出的转矩-速度曲线。

在设计变速电力驱动器时，应能以一种平稳、持续的方式变化速度-转矩关系，以满足不同负载要求。一般的做法是，把整个转矩-转速特性沿横轴移动。例如，直流电动机（见图 20-38）的转矩-速度曲线可能通过改变电枢电压而移动。同样，也可以采用同时改变定子电压和频率，来移动感应电动机的曲线。

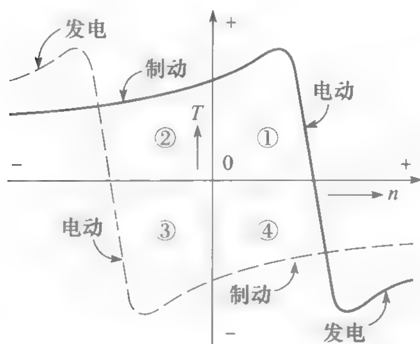


图 20-37 笼型感应电动机在电压和频率固定时的典型的转矩-速度曲线

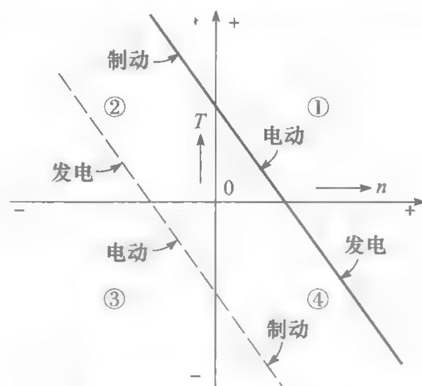


图 20-38 直流电动机典型的转矩-速度曲线

为了更好地理解变速控制的基本原则，下面将首先分析变频如何影响笼型感应电动机的运行。

20.19 转矩-速度曲线的形状

三相笼型异步电动机的转矩-速度曲线取决于施加于定子的电压和频率。如果电源频率是固定的，转矩随外加电压的平方变化而变化。我们还知道，电动机的同步速度取决于频率。现在的问题是，当电压和频率都变化时，转矩-速度曲线是如何受影响的？事实上，它们以同样的比例变化，以维持一个恒定的气隙磁通。因此，当频率增加一倍，定子电压也增加了一倍。在这种情况下，转矩-速度曲线形状保持不变，但其在速度轴上的位置随频率变化而变化。

电压和频率以同一比例变化即为电动机运行时的“恒电压频率比”规则。通过保持伏特/赫兹比不变，而变化频率，可确保电动机磁通量能始终接近其额定值。然而，在频率低于 20％的额定频率，电压/频率比值将逐步增加，以补偿定子上 IR 的压降。

图 20-39 显示了 11kW，460V，60Hz 的三相笼型感应电动机的转矩-速度曲线。在满载运行时的速度和转矩分别为 1725r/min 和 60N・m，最大转矩为 160N・m，堵转转矩为 80N・m。

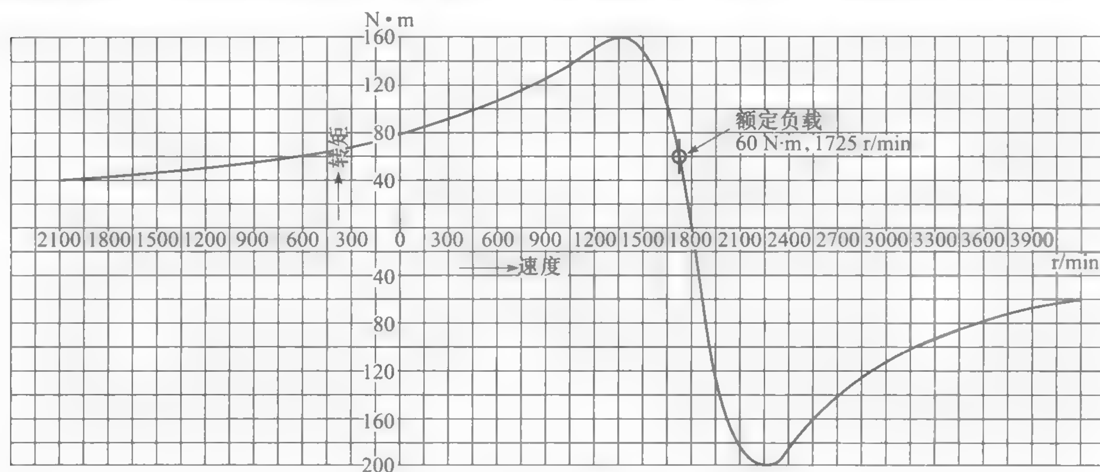


图 20-39　11kW，46°V，60Hz 的三相笼型感应电动机的转矩-速度曲线

如果将电压和频率同时降低至其原始值的 1/4（115V 和 15Hz），新的转矩转速曲线移向左边，曲线形状保持不变。但在穿过轴时同步速度为 1800/4＝450r/min（见图 20-40）。同样，如果提高电压和频率至其原始值的 150％（690V，90Hz），曲线转移到右边，新的同步速度为 2700r/min。

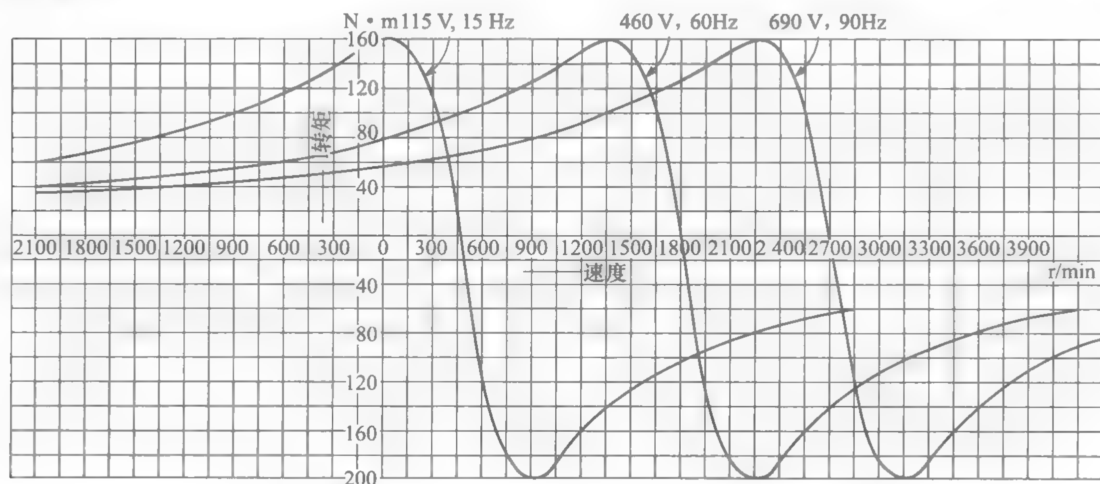


图 20-40　三组不同频率和电压条件下的转矩-转速曲线[⊖]

即使把频率下降到零（DC），转矩-速度曲线保持基本不变。如图 20-41 所示，在任意一相定子绕组开路时，电流能够在其余两相自成回路。此时电动机将产生一个随转速增加而增加的对称制动转矩，在正反转向时均达到某一最大值。在图 20-41 中，可以通过调节

⊖　该图应为恒电势/频率比的曲线。——译者注

绕组中的直流电流来产生额定制动转矩。

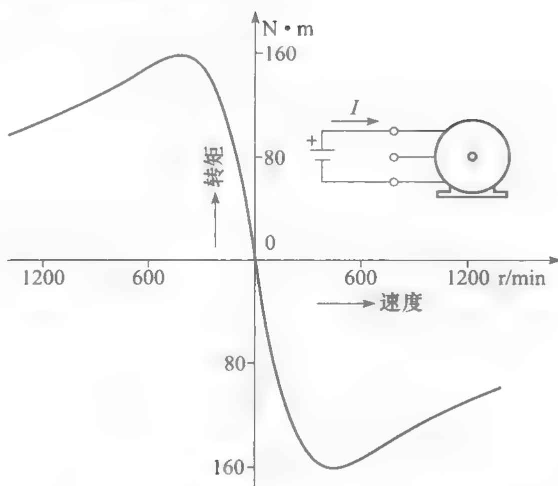


图 20-41 定子直流电流励磁

由于在各频率条件下转矩-转速曲线的形状一致，因此当转差速度（r/min）相同时，电动机产生的转矩相同。

例 20-5 一台标准的 3 相，10hp，575V，1750r/min，60Hz，NEMA-D 型笼型感应电动机在转速为 1440r/min 时，产生转矩 110N·m。如果电动机频率改变为 25Hz，试计算：

a. 在电动机中建立相同大小磁通量所需电压的大小；

b. 在转矩为 110N·m 时，电动机转速的大小。

解 a. 为了保证磁通量大小不变，电压必须根据频率变化而适当降低：

$$E = (25/60) \times 575 = 240\text{V}$$

b. 对于 4 极，60Hz 电动机而言，显然同步转速为 1800r/min。因此得到在转矩为 110N·m时的转差速度为：

$$n_1 = n_s - n = 1800 - 1440 = 360\text{r/min}$$

虽然频率变化，但是相同转矩时转差速度相同。当频率为 25Hz 时，同步转速为：

$$n_s = (25/60) \times 1800 = 750\text{r/min}$$

当转矩为 110N·m 时，转速为：

$$n = 750 - 360 = 390\text{r/min}$$

◄

20.20 电流-转速曲线

感应电动机的电流-转速特性可以用一条 V 形曲线表示，其在同步转速时电流取得最小值。该最小电流的大小等于在电动机中建立磁通所需励磁电流的大小。因为定子磁通保持不变，该励磁电流在所有转速下保持不变。

图 20-42 表示了 15hp，46V，60Hz 笼型感应电动机的电流-转速曲线。各速度条件下的电流有效值如图 20-42 所示；由此可见，电流总是保持正值。堵转电流为 120A，对应转矩为 80N·m。

同转矩-转速曲线类似，可以看到如果定子磁通保持恒定，不管同步转速如何改变，电流-转速曲线始终保持同一形状。当同步转速改变时，电流-转速曲线包括其最小电流值

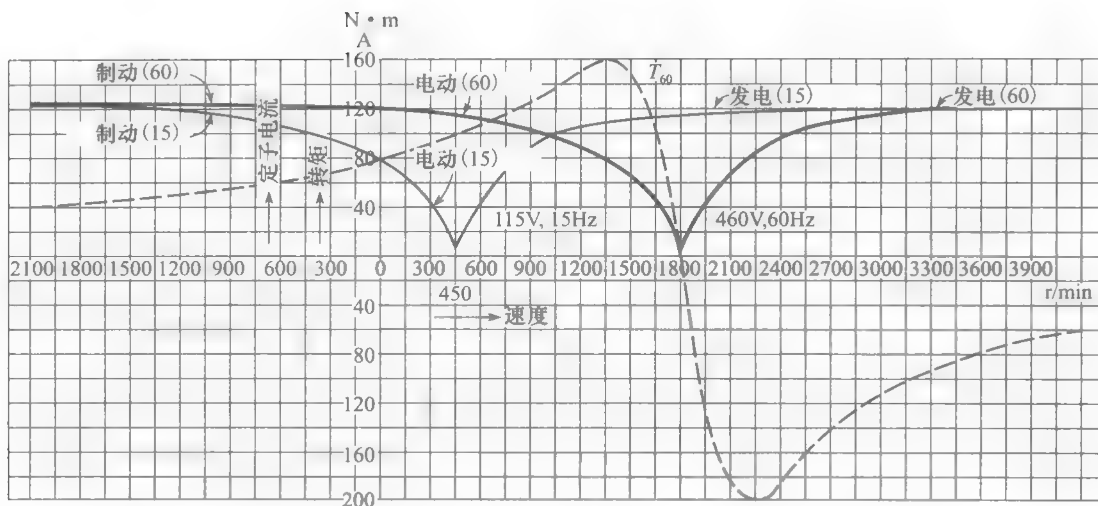


图 20-42　60Hz 和 15Hz 时的电流-转速曲线及 460V，60Hz 时的转矩-转速曲线

跟随同步转速的变化沿水平轴移动。因此，转矩-转速曲线和电流-转速曲线在频率改变时，前后移动保持一致。

假如将电压和频率都减小 75%，即为 115V，15Hz。堵转电流减小为 80A，但相应转矩（见图 20-40）增至 160N・m，其值等于最大转矩。因此，通过减小频率，可以在较小电流条件下得到较大转矩（见图 20-43）。这是频率控制的重大优势之一。实际上，可以通过逐步增加电动机的电压和频率，提高电动机转速及其负载。在电动机的起动阶段，电压和频率能够自动变化，从而保证电动机在静止到额定转速之间始终接近最大转矩工作。这就确保了在实际恒流状态下电动机能够获得一个较快的加速度。

综上所述，在可变频条件下，感应电动机拥有优异的性能特性。

对于某一给定频率而言，随着负载增加，转速的改变是十分微弱的。在很多方面，感应电动机的转矩-转速特性和电枢电压可控的并励直流电动机相似。

例 20-6　运用图 20-42 中 60Hz 条件下的转矩-转速曲线和电流-转速曲线的相关信息，计算当电动机运行在 3200r/min，输出转矩为 100N・m 时所需的电压和频率大小，以及对应的定子电流。

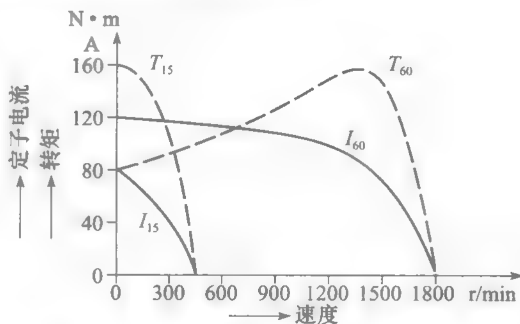


图 20-43　当频率降低时，起动转矩加大而电流减小

解　首先要找到转矩为 100N・m 时所对应的转差速度。

由图 20-42 可知，当电动机运行于 60Hz 并输出转矩为 100N・m 时，转速为 1650r/min。因此，转差速度为：

$$n_1 = n_s - n = 1800 - 1650 = 150\text{r/min}$$

当电动机转速为 3200r/min，并输出转矩 100N・m 时，所需转差速度相同。此时同步速度为

$$n_s = 3200 + 150 = 3350\text{r/min}$$

因此相应的频率为

$$f = (3350/1800) \times 60 = 111.7\text{Hz}$$

相应的定子电压为

$$E = (111.7/60) \times 460 = 856\text{V}$$

如60Hz时电动机的电流-转速曲线和转矩-转速曲线（见图20-42）所示，当转矩为100N·m时定子电流为40A。因为电流-转速曲线和转矩-转速曲线同步移动，所以当电动机运行于3200r/min和100N·m时，电流依然等于40A。◀

20.21 再生制动

变频控制的另一个优势是能够实现再生制动。根据图20-44，假设电动机接入460V，60Hz电源，运行转速为1650r/min，驱动一个固定负载转矩 $T_L = 100\text{N}\cdot\text{m}$（工作点1）。如果突然将频率和电压降低50%，电动机会立即沿30Hz，230V这条转矩-转速曲线运行。因为转速无法瞬间改变（惯性的原因），所以电动机将运行在新的转矩-转速曲线的工作点2上。此时电动机转矩变为负值；因此转速会迅速下降，电动机工作点沿着50%曲线移动直到重新达到转矩 T_L（工作点4）。在工作点2到工作点3的运行过程中，能量将回馈给交流供电线路，这是因为在这段区间内电动机相当于工作在异步发电机状态。

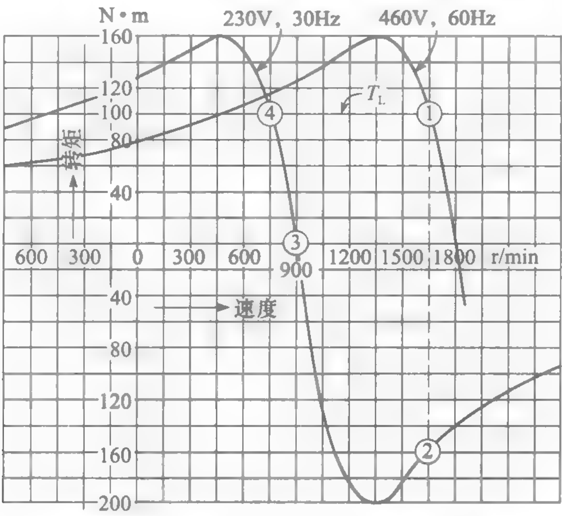


图20-44 定子频率突变的转矩-转速曲线

变频控制感应电动机能够在零转速到额定转速之间始终保持较高转矩，并且其再生制动特性具有一定的经济效益，因此感应电动机变频调速变得越来越热门。此类电子控制驱动器将在23章中介绍。

习题

初级

20-1 列举四种电路示意图类型，并描述各自的用途。

20-2 脱离课本，描述图20-16b中的起动装置是如何运行的，并陈述各元件的用途。

20-3 绘制常开触点、常闭触点及热动型继电器的符号。

20-4 根据表20-1，指出图20-23a中的全部元件，并指出触点T和线圈A的物理位置。

20-5 如果图20-24a中的起动和停止开关同时闭合，将会发生什么情况？

20-6 根据图20-14，如果去掉与起动开关并联的触点 A_x，将对起动器的操作产生什么影响？

20-7 如果图20-14中的电动机M发生短路，哪个装置会断开电路？

20-8 图20-14中电动机M发生定子绕组匝间局

部短路，使得一相线电流上升 50%，哪个装置会使电动机停止工作？

20-9　在何种情况下需要降压起动？

20-10　根据图 20-39，下列转矩-转速工作点会出现在哪一象限？

a. +1650r/min，+100N・m；

b. +3150r/min，−100N・m。

20-11　根据图 20-39，计算当电动机转速为 450r/min 时，其机械功率 [hp] 大小。

20-12　某一标准 3 相，4 极，笼型感应电动机的额定电压为 208V，额定频率为 60Hz。欲保持气隙磁通量不变，而使电动机在空载状态下以转速 225r/min 旋转。计算定子所需电压和频率的大小。

20-13　根据图 20-42，已知定子供电条件为 460V、60Hz，试分别计算当满足下列条件时定子的电流大小？

a. 电动机作为电动机运行，转速为 1650r/min，并输出转矩 100N・m。

b. 电动机以制动方式运行，转速为 300r/min。

c. 电动机以异步发电动机方式运行，输入转矩为 120N・m。

20-14　分别满足下列条件时，电动机运行状态在哪一象限。

a. 作为制动器运行

b. 作为电动机运行

c. 作为发电机运行

20-15　一台电动机沿顺时针方向旋转，工作在第 3 象限，指出其输出转矩为顺时针方向还是逆时针方向？

中级

20-16　某一热继电器的跳闸曲线如图 20-17 所示，欲用它来保护 40hp，575V，3 相，720r/min，额定电流等级为 40A 的感应电动机。如果继电器阀值设置为 40A，当电动机电流分别满足下列参数时，继电器跳闸需要多少时间？

a. 60A　　　b. 240A

20-17　a. 如果用图 20-22 中的控制电路替代图 20-14 中的控制电路，试证明如果瞬间按下起动开关，电动机将开始转动，并持续旋转。

b. 试证明如果按下点动开关，电动机只在开关闭合时转动。

20-18　一个电磁接触器在正常工作状态下能够实现 300 万次电路中断工作，之后其触点便需要更换。如果某一操作人员控制电动机使其每分钟起动和停转一次，大约多少天后触点需要更换？假设操作人员每天工作 8 小时。

20-19　a. 根据图 20-24a，并且假定电动机最初静止，试说明如果瞬间闭合起动开关，电路是如何工作的。

b. 当电动机正常运行时，如果突然按下停止开关，又将发生什么情况？

20-20　a. 当图 20-25c 中的起动开关瞬间按下时，试解释各设备的依次工作顺序。已知继电器 RT 设定为 10s 延迟。

b. 当电动机正在运行时，按下停止开关，将会发生什么？

20-21　根据图 20-30，如果起动开关瞬间按下，试描述各设备的依次工作顺序。已知继电器 RT 设定为 5s 延迟。依次画出在电动机达到最终转速前的实际电路连接。

20-22　某一 100hp，460V，3 相感应电动机的特性如图 20-26a、b中曲线 1 所示。其满载电流为 120A，并根据此值设置热动继电器。继电器跳闸曲线如图 20-17 所示，如果负载电流突然上升到 240A，试计算跳闸时间的近似值。(假定电动机已经满载运行一段时间)

20-23　根据图 20-39，并忽略风阻和摩擦损耗，试计算当电动机分别运行在下列条件时的转子功率 P_r：

a. 电机作为电动机运行，转速为 1650r/min；

b. 电动机作为制动器运行，转速为 750r/min；

c. 电动机作为发电动机运行，转速为2250r/min。

20-24　计算题 20-23 中各条件下的转子 I^2R 损耗值。

20-25　根据图 20-39，计算当电动机运行在相对高效状态下时所需的电压和频率大小。

a. 转速 1200r/min，输出转矩 100N・m

b. 转速 2400r/min，输出转矩 60N・m

20-26　根据图 20-42，计算当堵转转矩为 100N・m，堵转电流 40A 时，定子所需的电压和频率大小。

20-27　a. 为什么电动机不可能瞬间从第 1 象限跳变到第 2 象限工作？

b. 电动机能瞬间从第 1 象限跳变到第 4 象限工作吗？

20-28　一台四极并励直线电动机，其电枢回路电阻为 4Ω。将其连接于 240V 的直流电压上，空载转速为 1800r/min，相应电枢电流可以忽略。假定励磁磁场固定，忽略电枢反应影响，试计算：

a. 转速为 900r/min 时的电枢电流；

b. 转速为 1200r/min 时的输出机械功率；

c. 转速为 300r/min 时的转矩；

d. 起动转矩；

e. 画出穿过第 1、2、4 象限的转矩-转速曲线（见图 20-38）；

20-29 a. 题 20-28 中，如果励磁不变，电枢电压变为 60V，请画出转矩-转速曲线。

b. 当转速为 300r/min 时，电枢线圈中电流频率为多少？

高级

20-30 a. 一台 100hp，460V，1765r/min，3 相，60Hz 感应电动机，满载电流为 120A，工作曲线如图 20-26 所示。分别计算对于曲线 1、2 的最大转矩。

b. 计算当回路中存在电阻，并且线电流为 480A 时的转矩。

20-31 一台 *T-n* 特性如图 20-39 所示的电动机，空载转速为 1800r/min。转子与其负载的总转动惯量为 90lb・ft²。当突然改变定子电压和频率时，空载转速将下降为 1200r/min。试计算：

a. 所需电压和频率大小；

b. 运动部件所储存的初始动能；

c. 运动部件所储存的最终动能；

d. 所有损失的动能都返回三相电源了吗？请解释。

20-32 一台 15hp，460V，3 相，60Hz 感应电动机转矩-转速曲线如图 20-39 所示。

a. 如果定子电压变为 230V，频率变为 60Hz，则曲线形状将如何变化。

b. 重新计算其最大转矩。

20-33 在题 20-32 中，如果将最大转矩减小至 60N・m，试计算所需定子电压。

工程应用

20-34 用一台 30hp，1780r/min，200V，三相笼型电动机驱动一台压缩机，由热继电器保护，其时间/电流特性如图 20-45 所示。曲线 3 表示正常三相运行状态，曲线 2 表示单相运行状态。

设置继电器工作电流值 82A，其与电动机的额定满载电流相等。在正常工作条件下，钳形电流表测得 200V 电线上电流为 71A。

由于其他电路出现故障，连接于压缩机电动机 C 相的配电盘熔丝突然烧断，此时电动机相当于工作在单相状态。并且 A、B 相电流上升至 135A。

需要多久热动继电器切断接触器？（热动特性等同于冷起动条件。）

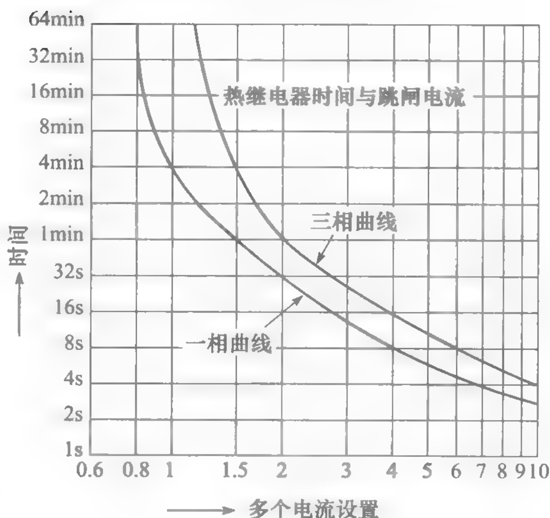


图 20-45 题 20-34 图

20-35 根据制造厂说明书，已知题 20-34 中电动机在三相 200V 时的堵转电流为 465A。起动转矩标幺值为 2.20。

当电动机起动时，电力系统突然电压骤降。再加上巨大的起动电流所导致的线电压跌落，使得电动机接线盒电压下降至 155V。进而，下降的转矩导致电动机加速非常缓慢，在热继电器跳闸前不能达到额定转速。

a. 在上述异常情况下，起动电流和起动转矩的标幺值分别是多少？

b. 估计要花多少时间继电器跳闸。

20-36 在题 20-34 中，电动机的定子绕组每相电阻为 23mΩ。

a. 当电动机正常三相运行，并驱动压缩机时，计算定子铜耗。

b. 当电动机单相运行时，计算定子铜耗。单相运行会导致电动机过热吗？

20-37 一台 13kW，230V，3 相，60Hz 电流接触器的吸持线圈额定电压 120V。根据厂商目录，当电流接触器处于断开位置时，线圈功率为 100V・A，功率因数为 0.75。在吸持位置时，线圈吸收 3W，11.5V・A。

通过 230V 电源直接激励线圈。分别计算：a）当电流接触器断开时，线圈所需串联电阻及其额定功率的大小；b）当电流接触器闭合时，线圈所需串联电阻及其额定功率的大小。

第21章 电力电子技术基础

21.0 引言

电子系统及其控制已经在电力技术领域得到广泛应用，因此，学习掌握电力电子技术知识变得十分必要。虽然无法在本章节中涵盖这一学科的全部内容，但是将就大多数电力电子电路的基本运行原理进行简要介绍，其中包括一些目前正受到普遍运用的电路。

只要一提到电力电子器件，首先会想起二极管和晶闸管。它们广泛运用于交直流变换的电力电子系统中。接着会讨论更多现代电力电子器件的应用，如门极关断（GTO）晶闸管、双极结型晶体管（BJT）、金属-氧化物-半导体场效应晶体管（power MOSFET）和绝缘栅双极晶体管（IGBT）。它们在电路中的作用与晶闸管基本上没有区别。在电力电子电路中，这些器件基本上都工作在高速开关状态，大多数电力电子系统能通过电路的开通、关断来进行解释分析。电力电子电路并不简单，但是即使半导体背景知识并不深入的人也能理解其基本特性。

21.1 电位

2.4 节和 2.5 节描述了两种表示电路中电压的方法。下面将介绍特别适用于电力电子电路的第三种方法。这种方法是基于电位的概念。

为了理解电子电路是如何工作的，有必要为各个端设置相对于参考端的电位。参考端可以是电路中的任意一端，并假定其电势为 0。其他各端的电位都是基于这个参考零电位点设定的。在图中，一般用水平线代表 0V 参考点。

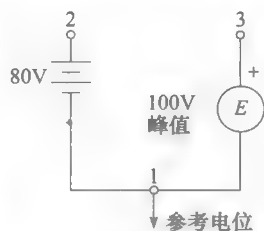


图 21-1 用电位法表示电压

如图 21-1 中电路所示，电路由一个 80V 电池串联一个交流电源 E 组成，E 的峰值电压为 100V。一共有三个端可作为参考点，选择 1 端作为参考点。该点的电位可由图 21-2 中的水平线 1 表示。

2 端与 1 端的电位差保持 80V 不变，并且 2 端的电位高于 1 端。因此该端电位可由比水平线 1 高 80V 的水平线 2 表示。

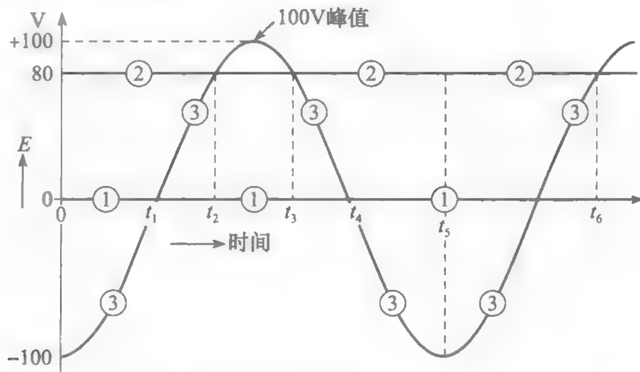


图 21-2 ①、②、③端的电位

现在考虑端口 3。1 端和 3 端之间的电压 E 是正负交替可变的，假定其初始值为 100V，并且此时 3 端的电位低于 1 端。因为 E 是可变的，所以相对 1 端而言，3 端的电位将从负值变为正值。其变化如曲线 3 所示。因此。从 0 时刻到 t_1 时刻 3 端的电位低于 1 端，即相对 1 端而言，3 端的电位为负。从 t_1 时刻到 t_4 时刻，极性相反，曲线 3 在水平线 1 之上，故 1 端的电位相对 3 端为负。

利用电位等级法能够确定电路中任意两端口的瞬时电压及其相对极性。例如，从 t_2 到 t_3 时刻，3 端的电位相对 2 端为正，因为曲线 3 在水平线 2 之上。在这段时间内，两者之间的电压最大值达到 20V。之后，从 t_3 到 t_6 时刻，3 端的电位相对 2 端为负，两者之间电压在 t_5 时刻达到最大值 180V。

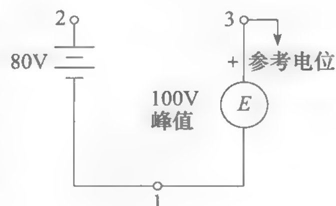


图 21-3 改变参考点

也可以选择其他端作为参考电位点。如图 21-3 所示，选择端 3 端作为参考端口的零电位，并由水平线 3 表示（见图 21-4）。已知 E 电压变化，并且在初始时刻 3 端电位比 1 端低 100V（与图 21-2相似），可以绘制曲线 1。

已知 2 端电位相对 1 端总是高 80V，可根据比曲线 1 高 80V 绘制曲线 2。这样一来，自然得到 2 端相对于 3 端的电位等级。

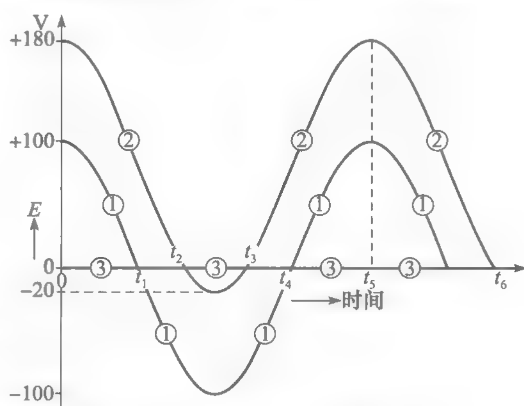


图 21-4 相对电位等级与图 21-2 一致

图 21-2 和图 21-4 并不相同；但在每个时刻，各端口之间的电位和极性一致。从电气角度而言，两张图是一致的。读者可以通过比较两张图在不同时刻的相对电压和相对极性确认。

在分析电路时，参考点可以随便选择；但是要根据所需研究电压波形最简化原则进行选择。

21.2 基本电气元件的端电压

下面分析经常在电子电路中出现的有源、无源、电气元件（电源、开关、电阻、电感和电容等）的端电压。

1. **电源**。根据定义，理想交流或直流电压源中无阻抗存在。因此，它们只施加固定电位；无论电路中发生什么其电位不变。另一方面，交流或直流电流源内部阻抗无穷大。因此，它们只提供某一确定电流，其电压进行相应的自适应调节。

2. **开关两端电压**。当开关开路时（见图 21-5），其端电压由电路中的其他元件决定。另外，当开关闭合时，开关两端的电位相等。因此如果我们知道 2 端电位，就可以得到 1 端电位。这个简单的规则经常应用于理想晶闸管和二极管，因为它们的工作状态与开关电路相近。

3. **电阻两端电压**。如果没有电流流过电阻，其 3、4 两端电位相等，因为 IR 电压降为零（见图 21-6）。因此，如果知道一端的电位，就可以得到另一端的电位。另外，如果有电流流过电阻，IR 电压降将导致电阻两端的电位不等。例如，如果电流以图 21-6 所示方向流过电阻，3 端电位比 4 端电位高 IR。

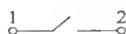


图 21-5　开关两端电位

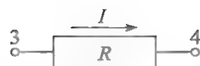


图 21-6　电阻两端电位

4. **电感两端电压**。只有当经过电感两端的电流保持恒定时，其两端的电位将保持一致。如果电流变化，电位差可以表示为：

$$E = L(\Delta I/\Delta t)$$

因此，如果某一增大的电流以图 21-7 所示方向流过电感，5 端电位比 6 端高 $L\Delta I/\Delta t$。相应的，如果经过电感的电流减小，则 5 端电位将低于 6 端。

5. **电容两端电压**。只有当电容完全放电时，电容两端的电位才会相等。并且，当经过其电流为零的时刻，电容两端电位差保持不变。

6. **初始电位**。除已知其他条件外，假定下列初始条件：

a. 电路中所有电流为零，并且不存在变化过程。

b. 所有电容不带电。

上述初始条件适用于分析各类电路加电后的工作特性。

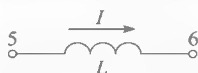


图 21-7　电感两端电位

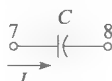


图 21-8　电容两端电位

二极管和二极管电路

21.3　二极管

二极管是一个两端的电子元件，包括阳极（A）和阴极（K）（见图 21-9)。虽然二极管不包含可动部件，但是二极管（如高速开关）一般拥有开通和关断两种工作状态，并遵行如下规则。

规则 1　当二极管两端电压为零时，其相当于一个断路的开关。A 和 K 两极之间断开（见图 21-9a)。

规则 2　如果加反向电压 E_2，使得阳极相对于阴极为负，二极管仍旧相当于一个断路的开关（见图 21-9b)。我们称二极管为反向偏压。

规则 3　如果一个大于等于 0.7V 的瞬间正向电压施加于二极管，使得阳极 A 相对阴极 K 为正，则二极管两端相当于变为短路。此时，二极管工作状态相当于一个闭合的开关，电流 I 瞬间从阳极流向阴极（见图 21-9c)。此时二极管为正向偏压。

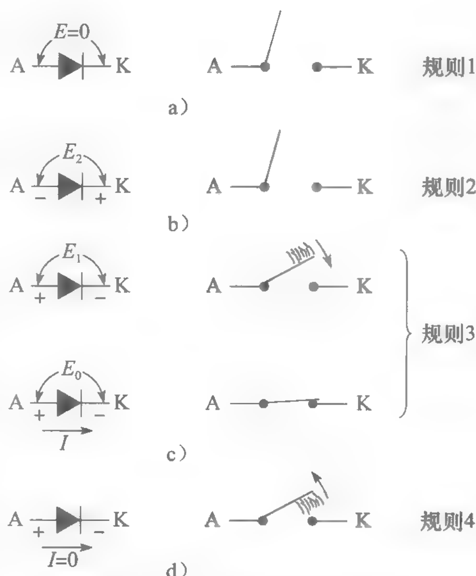


图 21-9　二极管工作的基本规则

在实际中，当二极管导通时，其两端也存在一定的压降。但是一般压降不超过 1.5V，因此在大多数电路中可以忽略不计。因为相对于其他电路电压，二极管导通压降很小，因此当其

导通时，可以近似认为二极管是理想的闭合开关。

规则 4　只要有电流流过，二极管就相当于一个闭合的开关。但是，即使在 10μs 这么短的时间内流过电流为 0，二极管将恢复为原始关断状态（见图 21-9d）。只有当阳极电压大于阴极电压时，二极管才会重新导通（规则 3）。

综上所述，理想二极管工作状态与常开开关相似，当二极管的阳极电压略高于阴极时，二极管导通。只有当电流（不是电压）下降为零时，二极管断开。这个简单的规律对包含二极管与晶闸管的电路而言十分重要。

二极管的符号二极管的符号（见图 21-9）包含一个箭头，其指示二极管导通时的电流方向。

21.4　二极管的主要参数

反向峰值电压。即二极管所能承受的最大反向电压。反向峰值电压（PIV）的范围为 50～4000V，主要由其结构决定。如果超过反向电压，二极管将反向导通，并在大多数情况下，二极管将迅速损坏。

最大平均电流。即二极管所能承受的最大平均电流。最大平均电流的范围可以从几百 mA 到 4000A，由二极管的结构和容量决定。二极管的标称电流由其温度决定，也就是说，取决于二极管是如何封装与散热的。

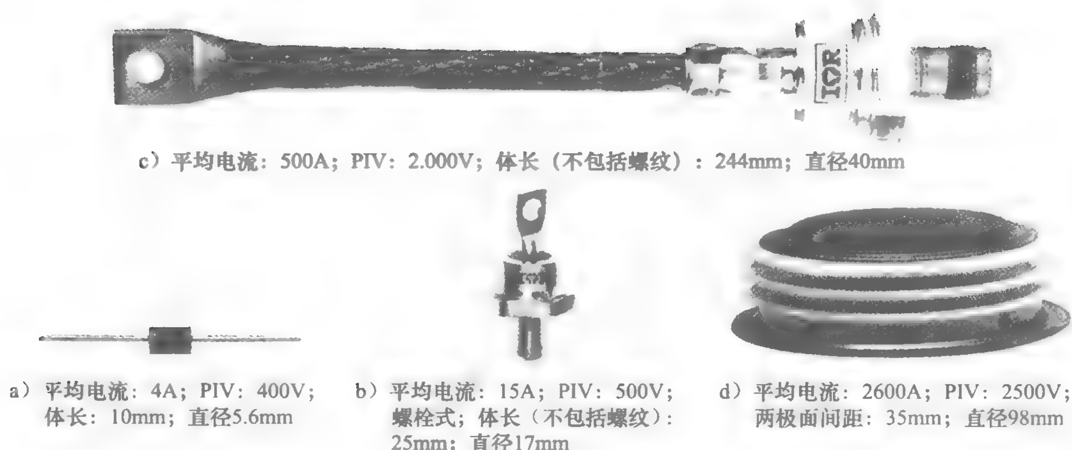
最高温度。二极管的两端电压乘以流过电流得到二极管的功率损耗，损耗功率基本上转变为热能，从而导致温度上升。上升的温度绝对不能超过最高温度限制，如果超过，二极管将损坏。大多数硅二极管能够在－50～＋200℃的内部温度下工作。由于二极管的质量和体积较小，其温度变化是十分迅速的。为了提高散热速度，二极管一般安装在散热片中。另外，在大容量设备中，二极管散热也可应用风冷、油冷及水冷等技术。表 21-1 给出了一些典型二极管的规格说明。图 21-10 展示了从低功率到高功率的几种二极管示意图。

表 21-1　一些典型二极管的性能

相对功率	$I_0$①/A	$E_0$②/V	I_{cr}③/A	$E_2$④/V	$I_2$⑤/mA	T_J⑥/℃	d⑦/mm	l⑧/mm
低	1	0.8	30	1000	0.05	175	3.8	4.6
中	12	0.6	240	1000	0.6	200	11	32
高	100	0.6	1600	1000	4.5	200	25	54
超高	1000	1.1	10 000	2000	50	200	47	26

①I_0——平均直流电流。
②E_0——对应 I_0 时的电压降。
③I_{cr}——单周期浪涌电流峰值。
④E_2——反向峰值电压。
⑤I_2——对应于 E_2 的反向漏电流。
⑥T_J——最高结温（二极管内部）。
⑦d——直径。
⑧l——长度。

在电力电子电路中，二极管的应用十分广泛，形式多样。下面几节将分析一些包含二极管的电路。它们将揭示电力电路分析的方法与许多工业应用的一些基本理论。



c）平均电流：500A；PIV：2.000V；体长（不包括螺纹）：244mm；直径40mm

a）平均电流：4A；PIV：400V；体长：10mm；直径5.6mm

b）平均电流：15A；PIV：500V；螺栓式；体长（不包括螺纹）：25mm；直径17mm

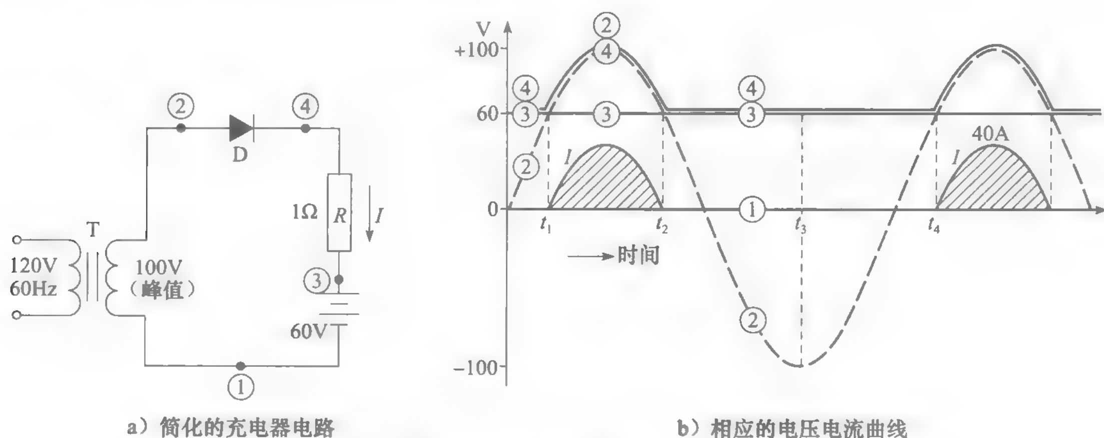
d）平均电流：2600A；PIV：2500V；两极面间距：35mm；直径98mm

图 21-10　几种二极管外形图

21.5　电阻串联型电池充电器

图 21-11a 电路描述了一个简化的电池充电器。变压器 T 连接于 120V 的电源，提供峰值为 100V 的正弦二次侧电压。二次侧串联一个 60V 电池、1Ω 电阻和一个理想二极管 D。

为了解释电路的工作原理，选择 1 端为参考电位点。因此该点的电位为一条水平线。2 端电位相对于 1 端做正弦变化，电位或高或低于 1 端。由于电池电压固定，3 端电位总比 1 端高 60V。各电位如图 21-11b 所示。



a）简化的充电器电路

b）相应的电压电流曲线

图 21-11　电阻串联型充电器

电路分析

a. $t=0$ 之前，假设所有电流为零。则 4 端电位和 3 端电位相等，2 端电位和 1 端电位相等。

b. 从 0 到 t_1 时刻，二极管阳极 2 电位相对阴极 4 为负；因此二极管不导通（规则 2）。

c. 在 t_1 瞬间，2 端电位相对 4 端为正，二极管开始导通（规则 3）。之后，二极管工作状态相当于闭合开关。

因此 4 端电位与 2 端相等，电阻压降 E_{13} 逐渐建立，在 t_2 瞬间衰减为零前达到峰值 40V。

d. 从 t_1 到 t_2 时刻，电路中电流 $I=E_{43}/1\Omega$。当 $E_{43}=+40\text{V}$ 时，电流达到峰值 40A。

只要流过电流，二极管工作状态相当于闭合开关。

e. 在 t_2 时刻电流为零，二极管迅速关断（规则 4）。之后 4 端电位跟随 3 端。

f. 从 t_2 到 t_4，2 端电位低于 3 端。因为 4 端电位跟随 3 端（电阻上无 IR 压降），所以在 t_3 时刻经过二极管的 PIV 值达到最大值 160V。

g. 最后，在 t_4 时刻重复上述工作周期（步骤 a 至 f）。因此，电路电流为峰值为 40A 的正弦形波形。其周期计算平均值为 7.75A。脉动电流始终流入电池正极。后者接收能量并逐渐充电。

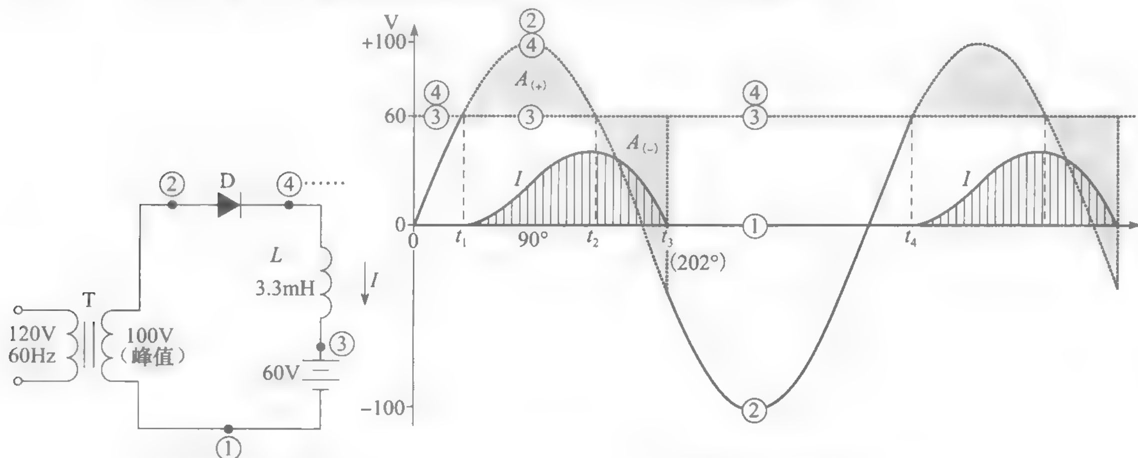
21.6 电感串联型电池充电器

图 21-11 中流进电池充电器的电流受到电阻 R 的限制。这便导致了 I^2R 损耗，效率降低。如图 21-12a 所示，如用电感代替电阻，就能够避免这个问题。接下来，将在 2.31 节所学的电感工作原理基础上，分析该电路基本工作原理。

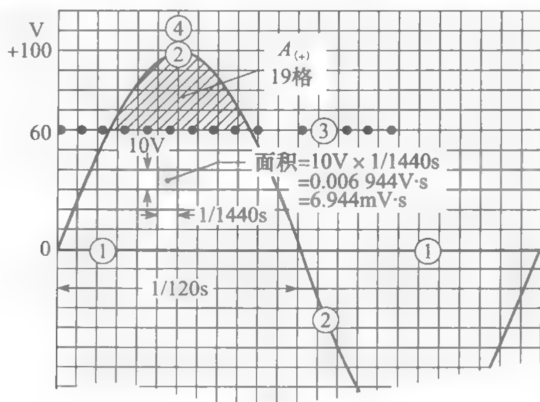
a. 与图 21-11 相似，在时刻 t_1（即阳极 2 电位相对阴极 4 为正）时，二极管导通。之后，4 端电位跟随 2 端变化，E_{43} 表示电感两端压降（见图 21-12b）。后者开始积累能量（伏秒），并且电流逐渐增大直到最大值：

$$I_{\max} = A_{(+)}/L$$

式中，$A_{(+)}$ 是 t_1 到 t_2 时刻的阴影区域面积（V·s）；L 是电感（H）。



a）电感串联型充电器 b）相应的电压-电流曲线



c）例21-1图

图 21-12 电感串联型充电器

注意，在 t_2 时刻电流达到峰值，而在串联电阻电路中 t_2 时刻电流为零。这与电流流过电感的特性相符，因为 t_2 时刻 E_{43} 为零，所以之后电流不再增大。

b. t_2 时刻之后，电感端电压 E_{43} 变为负值，电感释放能量（伏秒）。因此，在 $t_2 \sim t_3$ 时刻电流逐渐减小，并在 t_3 时刻变为零。打点区域 $A_{(+)}$ 与 $A_{(-)}$ 面积相等。

c. 当电流为零时，二极管迅速关断，4 端的电位迅速从 2 端跳变到与 3 端相等。直到 t_4 时刻，周期重复。

这是应用电感储存和释放电能的一个有趣的例子。在 $t_1 \sim t_2$ 时刻，电感储存能量，从在 $t_2 \sim t_3$ 时刻能量由重新回到电路（见 2.13 节）。

例 21-1 图 21-12 中的线圈电感值为 3.3mH，电池电压 60V。如果电源频率为 60Hz，试计算峰值电流大小。

解　a. 为了计算峰值电流，必须先计算 $A_{(-)}$ 区域面积，该值能够通过积分运算求的。这里将介绍一种更加简单的图解法。应用坐标纸重新绘制电位等级线，如图 21-12c 所示。对 60Hz 电压周期进行 24 等分，每单位长度对应时间等于

$$\Delta t = (1/24) \times (1/60) = 1/1440\text{s}$$

纵坐标单位长度代表 10V。因此每个单位正方形面积代表（1/1440s）×10V = 0.006 944V・s=6.944mV・s。

b. $A_{(-)}$ 区域大概包括 19 个方格，因此其相应面积等于

$$A_{(+)} = 19 \times 6.944 = 132\text{mV} \cdot \text{s} = 0.132\text{V} \cdot \text{s}$$

峰值电流为

$$I_{max} = A_{(+)}/L = 0.132/0.0033 = 40\text{A}$$

因此，串联 3.3mH 电感与串联 1Ω 电阻电路的电流峰值大小相等。当时电感电路的最大优势在于其基本上没有损耗。从交流到直流的转换效率更高。◀

21.7　单相桥式整流电路

如图 21-13a 所示电路能够对交流电源的正负周期都进行整流，为负载 R 提供直流电源。该电路由 4 个二极管组成，称为单相桥式整流电路。

电路工作原理如下：当电源 E_{12} 为正时，1 端电位相对 2 端为正，电流 i_a 经过 A1 和 A2 流过电阻 R。在导通时间内，3 端与 1 端电位相等，4 端与 2 端电位相等。当 i_a 在时刻 t_1 衰减为零时，不再导通（见图 21-13b）。电源极性相反，E_{21} 为正，即 2 端电位相对 1 端为正。电流 i_b 经过 B1 和 B2 流过电阻 R，且流过 R 的方向不变。此时，3 端与 2 端电位相等，4 端与 1 端电位相等。所以，负载端电压 E_{34} 由一系列正弦波正半周期组成（图 21-13c）。电压值在零和电源峰值电压 E_m 之间变化。整流后电压平均值可表示为：

$$E_d = 0.90E \tag{21.1}$$

式中，E_d 是单相桥式整流器直流电压（V）；E 是交流线电压有效值（V）；0.90 是常数[精确值=$(2\sqrt{2}/\pi)$]

图 21-13b 中，绘制了电源电压的 E_{12} 和 E_{21} 曲线。这样，可以分别采用 1 端或 2 端作为零电位参考点，即在第一个半周期内选择 2 端作为参考点，第二个半周期内选择 1 端作为参考点，第三个半周期内又选择 2 端作为参考点，每半周期依次交换参考点。通过这种方法，4 端电位将保持为零，3 端电位将跟随正弦波正半部分变化。显然，负载端电压 E_{34} 为脉动直流电压。图 21-13c 展示了负载整流后的电压和电流。

除了其直流分量外，负载端电压 E_{34} 还包含基波频率为两倍电源频率的交流分量。实

际上，负载端电压在零和$+E_m$之间变化，并在单位电源周期内脉动两次。因此，纹波电压峰值等于E_m。

对于阻性负载，电流波形与电压相似；其平均值（直流值）可表示为：

$$I_d = E_d/R$$

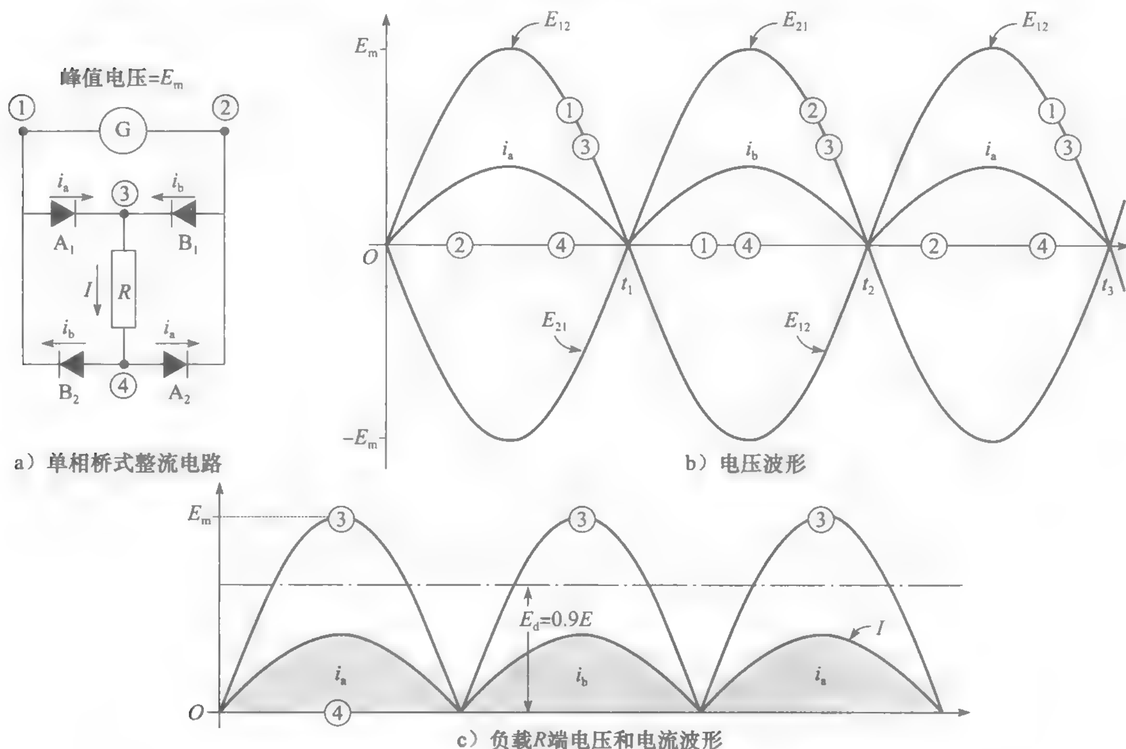


图 21-13　单相桥式整流电路及电压、电流波形

例 21-2 如图 21-13a 所示电路中交流电源有效值为 120V，60Hz，负载直流电流 20A。计算：

a. 负载直流电压；

b. 经过每个二极管的直流电流平均值。

解　a. 通过式（21.1）计算负载直流电压

$$E_d = 0.90E = 0.90 \times 120 = 108\text{V}$$

b. 已知负载直流电流 20A，但二极管只在交替半周期内工作。因此，经过每个二极管的直流电流平均值为

$$I = I_d/2 = 20/2 = 10\text{A}$$ ◀

21.8　滤波

上述整流电路得到的电压和电流都是脉动的。对于某些无法承受脉动的负载，必须采用滤波电路来平滑波谷和波峰。直流滤波器的基本目标是为负载提供平滑的功率输入。因此滤波器必须在直流电压或电流上升时吸收能量，下降时释放能量。只有这样滤波器才能使负载保持固定的电压和电流。

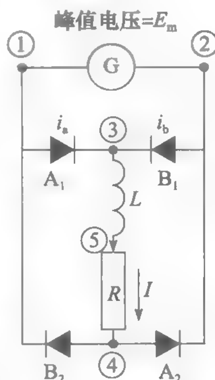
最常用的滤波器是电感和电容。电感通过磁场储存能量，能保持电流恒定，因此，一般与负载串联（见图 21-14a）。电容通过电场储存能量，能保持电压恒定，因此，一般与负载并联（见图 21-14b）。

滤波器的储能越大，滤波能力越强。应用电感滤波的桥式整流器，其纹波峰-峰值可表示为：

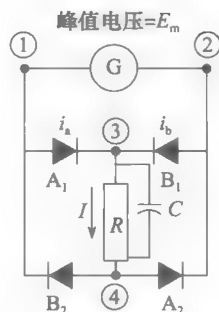
$$\text{ripple} = 5.5\,\frac{P}{fW_L} \tag{21.2}$$

式中，ripple 是电流峰峰值占直流电流的百分比（%）；W_L 是在平波电感中储存的能量（J）；P 是负载消耗的直流功率（W）；f 是电源频率（Hz）；5.5 是单位系数。

图 21-14a 所示负载电流比图 21-13a 中的更加平稳。3 端和 4 端之间的电压脉冲与之前一致，还是保持在零与 E_m 之间。但是负载电压 E_{54} 十分平稳（见图 21-15）。因为电感两端的压降很小，负载直流电压可通过式（21.1）计算。



a）电感滤波整流器



b）电容滤波整流器

图 21-14　整流器的滤波

桥式整流电路能够为继电器、电磁铁、电动机及其他电磁设备提供直流电。大多数情况下，线圈自感就足以实现滤波。虽然线圈两端的电压脉动大，但是流过线圈的直流电流却较为平滑。因此，磁场脉动不大。

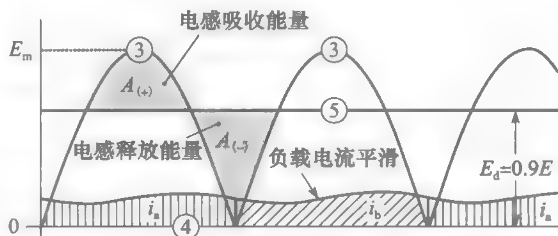


图 21-15　电感滤波整流器的电流电压波形

例 21-3　单相整流桥和滤波电感组成 135V，20A 的直流电源。纹波电流峰-峰值大约为 10%。如果交流电源频率为 60Hz，试计算：

a. 交流电源电压有效值；

b. 电感储能；

c. 电感值大小；

d. 纹波电流峰峰值。

解　a. 可从式（21.1）中得到交流电压有效值 E：

$$E_d = 0.9E$$

$$135 = 0.9E$$

$$E = 150\text{V}$$

b. 整流桥输出直流功率为

$$P = E_d I_d = 135 \times 20 = 2700\text{W}$$

电感储能：

$$W_L = \frac{5.5P}{f \times \text{ripple}} = \frac{5.5 \times 2700}{60 \times 10} = 24.75\text{J}$$

因此，为满足 10% 的纹波电流峰峰值，电感须在其磁场中储能 24.75J。

c. 电感值可通过下式计算

$$W_L = \frac{1}{2} L I_d^2$$

$$24.75 = \frac{1}{2} L (20)^2$$

$$L = 0.124\text{H}$$

d. 纹波电流峰峰值占直流电流的 10%：

$$I_{pp}=0.1\times20=2\text{A}$$

因此输出直流电流在 19～21A 之间脉动。◀

21.9 三相三脉波二极管整流电路

最简单的三相整流电流由 3 个二极管与三相△-Y联结变压器二次绕组串联组成（见图 21-16）。变压器二次相电压峰值为 E_m。用一个电感值较大的滤波器 L 与负载串联，因此负载电流 I_d 基本上不存在纹波。虽然负载用电阻 R 表示，但实际上其代表某种耗能装置而不是简单的电阻。负载可能是一个直流电动机、大磁铁或电镀槽等。这个简单的整流电路虽然存在一些严重缺陷，但可作为学习三相整流电路的基础。下面分析该电路的工作原理。

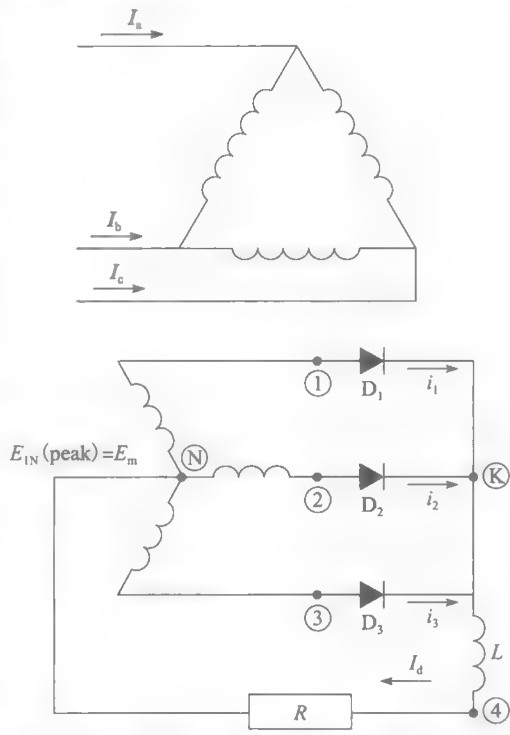


图 21-16 连接三相变压器的三相三脉波感性滤波整流电路

1. **负载端电压**。通过选择变压器中性点为零电位参考点，其二次电压如图 21-17 中 1、2、3 所示。这些点的电位由交流电源决定，并且峰值均为 E_m。

当变压器通电之前，因为电流 I_d 为零，所以 K、4、N 端电位相等。但是当通电之后，出现电压 E_{1N}、E_{2N}、E_{3N}。因此，在 $t=0$ 时刻，1 端电位相对 K 端突然为正，这便使二极管 D1（见 21.3 节，规则 3）导通。电流 i_1 迅速增加，直到达到由负载 R 决定的终值 I。这段时间内，由于二极管导通，K 端电位与 1 端相等。

K 端电位与 1 端电位一起变化，直到 θ_0(60°)。θ_0 等于 60°后，2 端电位相对 K 端和 1 端为正，二极管 D2 导通，流有电流 I。在 D2 导通瞬间，D1 关断。因此，在 60°之后，K 端电位跟随 2 端电位变化。

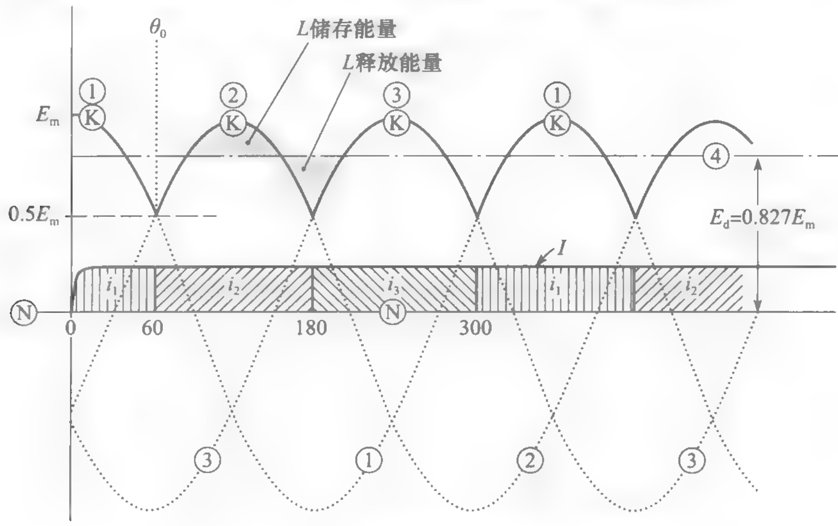


图 21-17 三相三脉波整流器的电压电流波形

二极管之间切换导通称为换相。当二极管自动切换导通时（如本例所示），称为自然换流，或电网换流。本书中，一般称为电网换流，因为电流在二极管之间的转移是线电压引起的。

如前所述，电流在二极管中的转移实际上并不是突然发生的。由于变压器漏抗，电流在二极管 D2 中逐渐上升，而电流同时在 D1 中逐渐下降。这个过渡过程直到负载电流完全转移到二极管 D2 后结束。但是这个过程是十分短暂的（在 60Hz 系统中一般小于 2ms），因此，我们假设其为瞬间发生的。

另一个关键时刻发生在 180°，因为 3 端在此时相对 2 端（和 K 端）为正。负载电流从二极管 D2 转移到 D3。K 端电位在不同时期分别与 1、2、3 端电位相同，且各二极管在各自导通时间（120°）内承受全负载电流。二极管电流 i_1、i_2、i_3 分别为导通 120°的正向矩形波电流。

图 21-17 中的负载与电感两端电压 E_{KN} 在 $0.5E_M \sim E_M$ 脉动。纹波电压比单相桥式整流器（见图 21-15）的小。另外，基波纹波频率为电源频率的三倍，这使滤波工作更加容易。负载两端的直流电压可表示为：

$$E_d = 0.675E \tag{21.3}$$

式中，E_d 是三脉波整流器的直流平均电压（V）；E 是交流线电压有效值（V）；0.675 是常数［精确值$=(3/\pi\sqrt{2})$］。

注意，如果将图 21-16 中的二极管反向，则除了负载电流变负外，整流器工作方式不变。电压 E_{KN} 变为负值，且 K 端电压波形为负半周的电压波形。

2. **支路电流**。流过二极管的电流 i_1、i_2、i_3 同样也流过变压器二次绕组。如图 21-17 所示，这些电流波形为矩形波，这与我们熟悉的正弦电流相去甚远。此外，对于给定绕组，其电流只在 1/3 周期流通。正由于电流不连续，最大输出直流功率将小于变压器功率额定值。例如，假定图 21-16 中变压器为 100kV·A，在正常工作情况下，其能输出的直流功率仅为 74kW。

变压器二次侧中的矩形波电流将导致变压器一次侧供电线电流产生突变。电流 I_a、I_b、I_c 的突然跃变将导致电源线周围磁场迅速波动。这些波动将使周围电话线中感应出一定的电压和噪声。

正因为这些缺陷，有必要研究新的整流器使变压器绕组电流持续时间长于 1/3 周期。而使用三相六脉波整流电路就能满足此要求。

21.10　三相六脉波整流电路（三相桥式整流电路）

整流电路如图 21-18 所示，其中，变压器 T（与图 21-16 相同）输出功率至 6 个二极管及相应的直流负载 R_1 和 R_2。二极管电路的上半部分及电感 L_1、电阻 R_1 和三相三脉波整流电路一致。因此负载电流 I_{d1} 如图 21-18 所示流入中性线。二极管电路的下半部分及电感 L_2、电阻 R_2 也构成了三相三脉波整流电路，只不过其极性与前者相反。相应的负载电流 I_{d2} 如图 21-18 所示流入中性线。两个三相滤波电路独立工作，K 端电压跟随端 1、2、3 的正向峰值电压变化，而 A 端电压跟随各端负向峰值电压变化。所有二极管都各自导通 120°。

假设 $R_1 = R_2$，则 $I_{d1} = I_{d2}$，并且中性端的直流电流将变为零。因此就可以去掉中性线，得到电路如图 21-19 所示。两个负载和电感合并为一个负载与电感，分别表示为 R 和 L。6 个二极管便构成了三相六脉波整流电路。之所以称为六脉波是因为在电源的每个周期内，电流在 6 个不同的时刻分别流过 6 个二极管，而每个二极管仍然各自导通 120°。

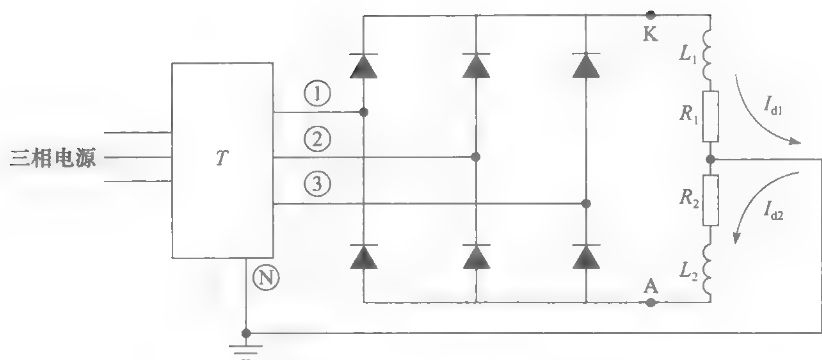


图 21-18 双三相三脉波整流电路

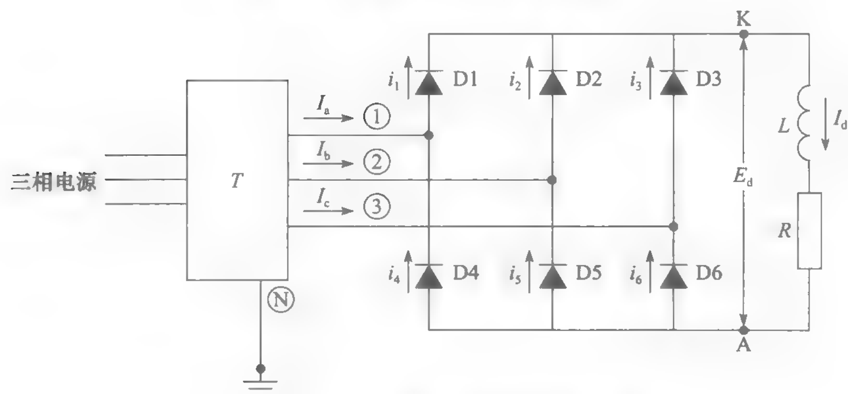


图 21-19 三相六脉波电感滤波整流电路

变压器输出的线电流 I_a、I_b、I_c 根据基尔霍夫定理表示如下：

$$I_a = i_1 - i_4$$

$$I_b = i_2 - i_5$$

$$I_c = i_3 - i_6$$

它们由三个相位互差 120°的矩形波组成（见图 21-20）。变压器二次绕组中电流持续时间占 2/3 周期。因此，假定变压器为 100kV·A，在正常工作情况下，能输出的直流功率 95kW。

如图 21-18 与图 21.19 中电路所示的输出平均电压为三相三脉波整流器的两倍。可表示为：

$$E_d = 1.35E \tag{21.4}$$

式中，E_d 是六脉波整流器的直流电压（V）；E 是交流线电压有效值（V）；1.35 是常数（精确值$=3\sqrt{2}/\pi$）。

输出电压瞬时值等于 K 端与 A 端之间的电位差，如图 21-20 所示。如果以 A 端为参考点绘制 E_{KA}的波形将会更加简便。因此在图 21-21 中，给出了线电压 E_{12}、E_{23}、E_{31}（和 E_{21}、E_{32}、E_{13}）而不是如图 21-20 中的相电压。A 端为零电位，K 端电压波形为正弦波的正向包络线。E 为线电压有效值，则输出电压在 $1.414E \sim 1.225E$ 之间波动。E_{KA}平均值为 $1.35E$，如式（21.4）所示。

峰峰纹波只有 $(1.414-1.225)E=0.189E$，纹波频率为电源频率的 6 倍。因此，滤除纹波更加容易。峰峰电流纹波近似值可表示为：

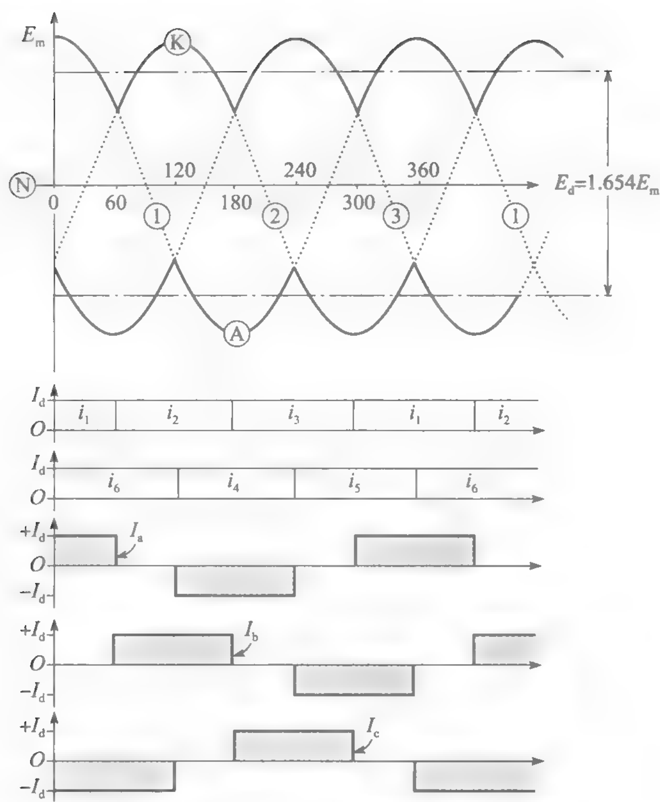


图 21-20　图 21-19 所示电路的电压和电流波形

$$\text{ripple} = 0.17\,\frac{P}{fW_L} \tag{21.5}$$

式中，ripple 是峰峰电流占直流电流的百分比（%）；W_L 是在电感中储存的能量（J）；P 是负载消耗的直流功率（W）；f 是三相六脉波的电源频率（Hz）。

如图 21-21 所示，当整流电路输出电压超过平均电压值 E_d 时，电感储存能量。当整流电路输出电压低于平均电压值 E_d 时，电感释放能量。

各二极管的反向峰值电压等于线电压的峰值，即$\sqrt{2}E$。

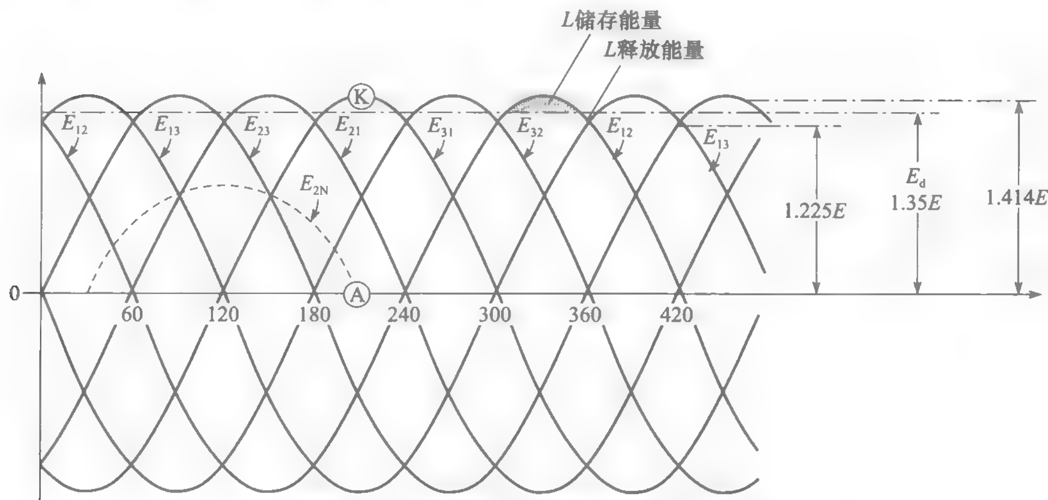


图 21-21　线电压 E_{KA} 及相电压 E_{2N} 波形

三相六脉波整流电路是继三相三脉波整流电路后的一大进步，其构成了大多数整流设备的基础电路。

三相整流桥也可以用包含二极管的黑箱代替（见图 21-22）。该黑箱由三相交流电源供电，并包含两个输出端 K 和 A。二极管像自动开关那样使输出端点相继连接至交流电源线。连接方式可由 6 种不同的方式表示，如图 21-22 所示。这使得输出电压 E_{KA} 由交流线电压组成。

图 21-22 中每条虚线都表示一个二极管导通。导通状态相隔 60°变化一次，与图 21-20 相对应。例如，300°～360°，因为 i_1 和 i_5 流过，二极管 D1 和 D5 导通。这与图 21-19 中 K 实际上连接到导线 1 而 A 连接到导线 2 一致。

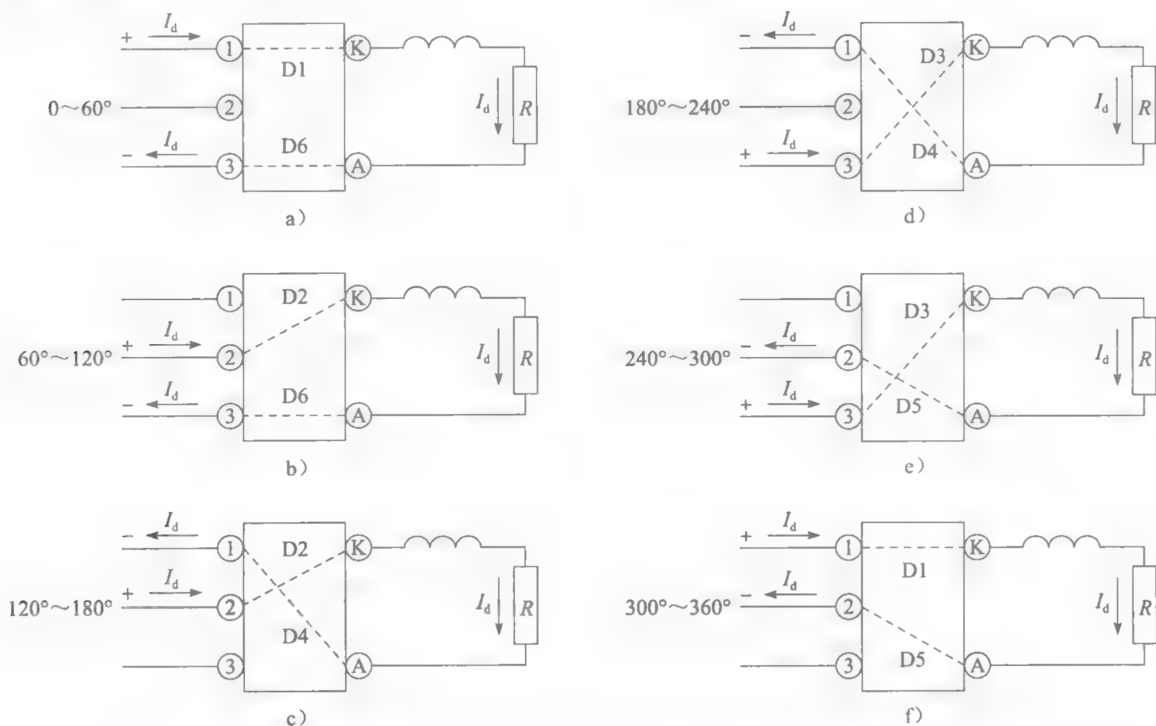


图 21-22 三相六脉波整流电路中三相输入和直流输出之间的二极管依次导通示意图

因为二极管导通压降很小，假设每条虚线都代表无损耗连接。负载消耗的直流功率将等于三相电源的输出有功功率。

例 21-4 用一个三相桥式整流电路驱动一个 360kW，240V 的直流负载。如果给定电源为 600V，3 相，60Hz，试计算：

a. 三相变压器的额定电压；

b. 二极管的直流电流；

c. 二极管的反向峰值电压；

d. 输出电压的峰峰纹波及其频率。

解 a. 二次线电压

$$E = E_d/1.35 = 240/1.35 = 177\text{V}$$

因此采用线电压比值为 600V/177V 的三相变压器便可满足要求。一次绕组与二次绕组可以采用星形联结，也可采用三角形联结。

b. 直流负载电流 I_d=360kW/240=1500A；

每支二极管所通过的直流电流＝1500/3＝500A；

每支二极管的峰值电流将达到 1500A；

c. 二极管的反向峰值电压＝$\sqrt{2}E$＝1.414×177＝250V；

d. 输出电压 E_{KA} 在 1.225～1.414E 之间波动（见图 21-21）。也就是说，电压在以下数值间波动

$$E_{min} = 1.225 \times 177 = 217\text{V}$$
$$E_{max} = 1.414 \times 177 = 250\text{V}$$

因此峰峰纹波 E_{pp}＝250－217＝33V

纹波基频＝6×60Hz＝360Hz ◀

例 21-5 a. 如果电流峰峰纹波要求不超过 5%，计算例 21-4 中所需平波电抗的电感大小。

b. 平波电抗会影响输出电压 E_{KA} 的峰峰纹波吗？

解 a. 利用式（21.5），可以得到

$$\text{ripple} = \frac{0.17P}{fW_L}$$
$$5 = \frac{0.17 \times 360\,000}{60 \times W_L}$$
$$W_L = 204\text{J}$$

因此，电感必须在其磁场中储存 204J 能量。可以得到电感值

$$W_L = \frac{1}{2}LI_d^2$$
$$204 = \frac{1}{2}L(1500)^2$$
$$L = 1.8 \times 10^{-4} = 0.18\text{mH}$$

b. 平波电抗不会影响端 K 和端 A 之间的电压纹波，其峰间值还将保持 33V。 ◀

21.11 有效线电流、基波线电流

图 21-20 中交流线电流由幅值为 I_d 的 120°矩形波组成，其中，I_d 等于流过负载的直流电流。现在我们关注流过导线 2 的电流 I_b 和对应的相电压 E_{2N}。如图 21-23 所示，矩形电流以正弦电压峰值为中心对称分布。也就是说，正向电流脉冲的中心线与正向电压波峰重合。此时，可称 I_b 与 E_{2N} 同相。

矩形线电流有效值 I 能由如下公式推导：

$$I^2 \times 180° = I_d^2 \times 120°$$

因此

$$I = \sqrt{120/180}\,I_d = 0.816 I_d \qquad (21.6)$$

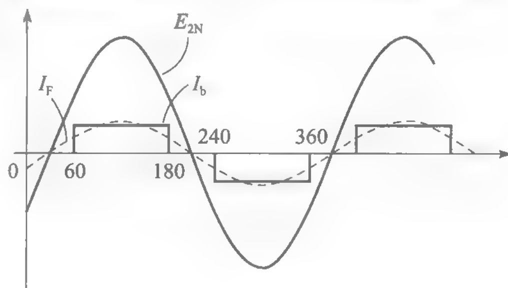


图 21-23　图 21-20 中的相电压与线电流

实际电流由一个基波有效值分量 I_F 加上所有谐波分量组成。如图 21-23 所示，基波分量与相电压同相。

I_F 的值推导如下：

负载的直流功率等于

$$P_d = E_d I_d$$

输入整流电路（与负载）的交流有功功率等于

$$P_{ac} = \sqrt{3}EI_F$$

因为在理想的电路中没有损耗，所以 $P_{ac}=P_d$。因此有

$$P_{ac}=P_d$$

$$\sqrt{3}EI_F=E_dI_d=1.35E_{Id}$$

所以

$$I_F=0.78I_d \tag{21.7}$$

联立式（21.6）和式（21.7）可以得到

$$I_F=0.955I \tag{21.8}$$

由于谐波的存在，基波分量 I_F 略小于线电流 I 有效值。

21.12 畸变系数

电流基波分量 I_F 与相电压同相（见图 21-23），因此，可认为三相六脉波整流器的功率因数是 100%。但是根据定义，功率因数由下式给定：

$$\text{功率因数}=\frac{\text{有功功率}}{\text{视在功率}}=\frac{\text{有功功率}}{\text{电压有效值}\times\text{电流有效值}\times\sqrt{3}}=\frac{P_{ac}}{EI\sqrt{3}}=\frac{EI_F\sqrt{3}}{EI\sqrt{3}}=\frac{I_F}{I}$$

同时，根据式（21.8），$I_F=0.955I$。因此，功率因数等于 0.955。

因此实际功率因数为 95.5%，而不是 100%。原因在于线电流波形为矩形而非正弦。因此功率因数 95.5%为电流畸变引起的。

虽然整流电路的功率因数小于 100%，但是电流的基波分量与相电压同相。因此，该理想整流电路并不从电源吸收无功功率。

21.13 位移因数、总功率因数

在图 21-23 中，电流基波分量与相电压同相。但是在其他电路中，可发现矩形电流波滞后于相电压波形。这便导致基波分量 I_F 也产生了相位移。电流基波分量的相对位移称为位移，该角度的余弦值称为位移因数。图 21-23 的位移因数为 1。负载或电气装备的总功率因数可表示为：

$$\text{总功率因数}=\frac{P}{EI_L} \tag{21.9a}$$

位移因数可表示为：

$$\text{位移功率因数}=\frac{P}{EI_F} \tag{21.9b}$$

式中，P 是每相有功功率（W）；E 是每相电压有效值（V）；I_L 是包含基波分量和谐波分量的线电流有效值（A）；I_F 是线电流基波分量有效值（A）。

21.14 谐波分量与 THD

图 21-23 中的矩形电流在电力电子电路中是很常见的。因此，有必要对其进行进一步分析，尤其针对其中的谐波量进行研究。首先，电路中的任何周期性电流都可用下式表示

$$I_2=I_F^2+I_H^2 \tag{21.10}$$

式中，I 是电流有效值；I_F 是基波电流有效值；I_H 是电流总的谐波分量。

之所以能够表示总的电流谐波分量，是因为 I_H^2 等于所有谐波分量的平方和。可用下式表示：

$$I_H^2=I_{HA}^2+I_{HB}^2+I_{HC}^2+I_{HD}^2+\cdots \tag{21.11a}$$

式中，I_{HA}、I_{HB}、I_{HC}等表示电流谐波分量有效值。

图 21-23 所示的矩形波包含 5 次、7 次、11 次、13 次、17 次等谐波分量；也就是说，除 3 次谐波以外的所有奇数次谐波。这些谐波的峰值等于基波 I_F 峰值除以各自的谐波次数。例如，如果某个基波有效值为 1500A，则 17 次谐波有效值等于 1500A/17=88A。

某一交流电压或电流的畸变程度可由所有谐波分量有效值与基波分量有效值的比值表示。谐波总畸变率可由下式表示：

$$\mathrm{THD}=\frac{I_H}{I_F} \tag{21.11b}$$

式中，I_F 与 I_H 定义与之前定义一样。

更多关于谐波的知识请参考第 30 章。

例 21-6 如果图 21-19 中的三相六脉波整流电路为负载提供 400A 直流电流。对于导线 1 而言，试计算：

a. 用钳式安培表测量所得的线电流有效值；

b. 线电流基波分量有效值；

c. 7 次谐波的峰值；

d. 7 次谐波和 11 次谐波总的有效值。

解 a. 线电流的有效值

$$I=0.816I_d=0.816\times400=326\mathrm{A}$$

b. 基波有效值

$$I_F=0.995I=0.995\times326=311\mathrm{A}$$

c. 7 次谐波有效值

$$I_{H7}=I_F/7=311/7=44\mathrm{A}$$

其峰值$=44\sqrt{2}=62\mathrm{A}$

d. 11 次谐波有效值$=I_F/11=311/11=28\mathrm{A}$

7 次谐波和 11 次谐波总有效值可由下式表示：

$$I^2_{(H7+H11)}=I^2_{H7}+I^2_{H11}=44^2+28^2=2720$$

因此，$I_{(H7+H11)}=\sqrt{2720}=52\mathrm{A}$ ◀

晶闸管和晶闸管电路

21.15 晶闸管[⊖]

晶闸管是一种与二极管相似的电子开关，但是其导通时刻可控。如二极管一样，晶闸管包含阳极和阴极，此外，晶闸管还包括一个门极（见图 21-24）。如果门极与阴极相连，即使阳极为正，晶闸管也无法导通。并称这种现象为晶闸管阻断（见图 21-25a）。晶闸管的两个导通条件分别为：

a. 正向阳极电压。

b. 门极至少有持续几微秒以上的电流 I_g 经过。实际上，该电流通常由正向短时电压提供，如输入门极的脉冲 E_g（见图 21-25b）。

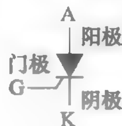


图 21-24　晶闸管符号

⊖ 晶闸管为应用四层可控半导体器件的总称。但是在本书中其特指反向阻断三极晶闸管，一般称为 SCR (semiconductor controlled rectifier，可控硅整流器)。一般在文献中 SCR 与晶闸管可相互交替。

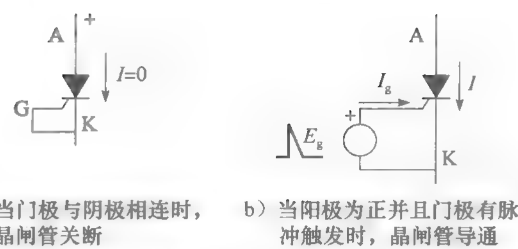
为了简化表述，约定如下：

1. 当阳极相对阴极为正时，我们简称阳极为正。
2. 当门极相对阴极为正时，我们简称门极为正。

在一些应用中，脉冲也可能持续数毫秒。

一旦晶闸管导通，门极就不再可控。只有当阳极电流降为零时，晶闸管才关断，之后门极又将可控。

除了通过门极可精确控制导通时间外，晶闸管基本上与二极管工作状态一致。导通时刻可控的意义巨大。晶闸管使我们将交流电转换为直流电的同时，还能实现直流电向交流电的转换。由于 SCR 的发展，我们见证了大功率控制设备的升级。表 21-2 列出了一些典型晶闸管的性能。也可参照图 21-26。



a）当门极与阴极相连时，晶闸管关断

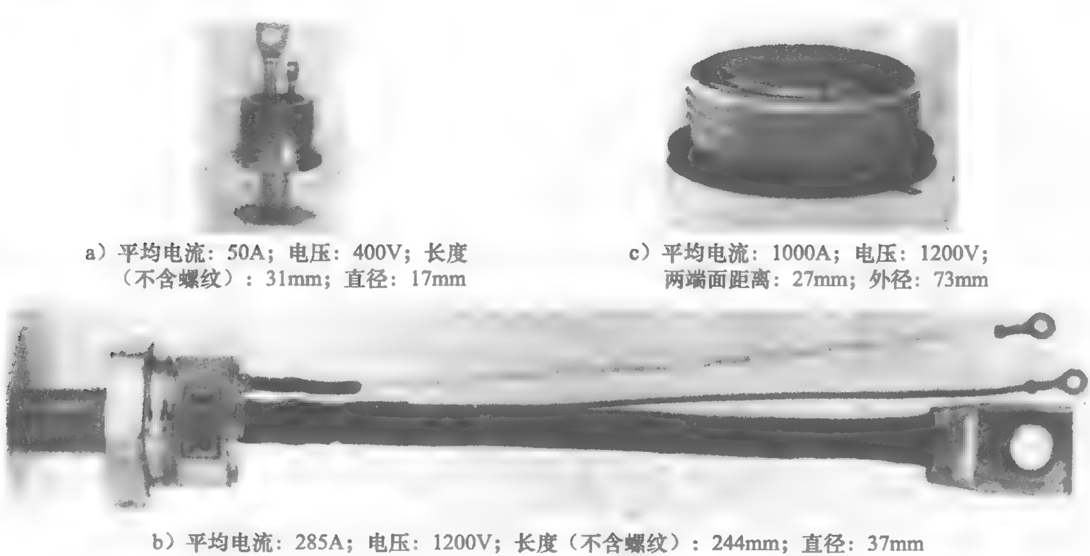
b）当阳极为正并且门极有脉冲触发时，晶闸管导通

图 21-25 晶闸管的阻断与导通

表 21-2 一些典型晶闸管的性能

相对功率	$I_1$①/A	I_{cr}②/A	$E_2$③/V	E_p④/V	I_G⑤/mA	E_G⑥/V	T_J⑦/℃	d⑧/mm	l⑨/mm
中	8	60	500	−10	50	2.5	105	11	33
高	110	1500	1200	−5	50	1.25	125	27	62
超高	1200	10 000	1 200	−20	50	1.5	125	58	27

① I_1——最大导通有效电流。
② I_{cr}——电流最大值。
③ E_2——阳极反向峰值电压。
④ E_2——门极反向峰值电压。
⑤ E_G——门极正向触发电压。
⑥ I_G——对应于 E_G 的门极电流。
⑦ T_J——最高结温。
⑧ d——直径。
⑨ l——长度。



a）平均电流：50A；电压：400V；长度（不含螺纹）：31mm；直径：17mm

c）平均电流：1000A；电压：1200V；两端面距离：27mm；外径：73mm

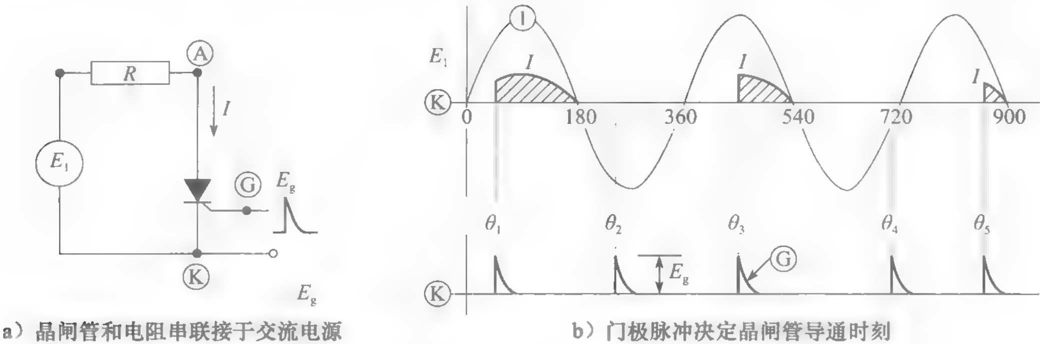
b）平均电流：285A；电压：1200V；长度（不含螺纹）：244mm；直径：37mm

图 21-26 典型晶闸管及其性能

21.16 门极触发原理

如图 21-27a 所示，晶闸管和电阻与一交流电源串联。一列可触通晶闸管的正向脉冲输入门极，并假定阳极为正。这些脉冲可由手动开关或者电子可控电路产生。

根据图 21-27b，门极脉冲在 θ_1、θ_2、θ_3、θ_4 和 θ_5 时刻施加。表 21-3 解释了电路对脉冲的反应，请读者仔细阅读。



a）晶闸管和电阻串联接于交流电源

b）门极脉冲决定晶闸管导通时刻

图 21-27　单相晶闸管电路及门极脉冲

表 21-3　晶闸管工作状态描述（见图 21-27）

角度范围	电路工作状态分析
$0\sim\theta_1$	虽然阳极为正，但是门极电压为零，所以不能导通。晶闸管相当于开关关断
θ_1	阳极与门极电压都为正，晶闸管开始导通
$\theta_1\sim180°$	虽然门极电压下降为零，晶闸管依然导通，一旦导通门极脉冲不再有效。阳极与阴极间的压降小于 1.5V；因此，一般视其短路。晶闸管相当于闭合开关
180°	晶闸管电流为零，不再导通，门极重新可控
180°～360°	因为阳极电压为负，所以无法导通。虽然门极在 θ_2 时触发，但无效。在这半个周期内，晶闸管承受反向电压
360°～540°	在 θ_3 导通，并在电流过零时关断。门极脉冲较第一个正向周期有所延迟。因此阳极电流持续时间缩短
720°～900°	在 θ_5 导通，但是由于门极触发时间较晚，阳极电流很小

由表 21-3 可知，可以通过控制门极脉冲与每个正向周期起始时刻之间的延迟时间，控制交流电路中的电流。如果脉冲在每半个周期的起始时刻触发，则将持续导通 180°，此时，晶闸管与二极管工作状态相符。此外，对于阻性负载而言，如果脉冲延时 150°，则在每半个周期中电流只流通 30°。

21.17　晶闸管的功率增益

当一个电压脉冲输入晶闸管门极时，门极有电流流过。因为脉冲只持续几微秒，所以输入门极的平均功率相比负载消耗的平均功率很小。这两个功率的比称为功率增益，其值可以超过 100 万。因此，一个平均功率只有 1W 的门极输入能够控制 1000kW 的负载。

一个 SCR 当然没有将 1W 功率转换成上百万瓦功率的神奇能力。功率输入由相应的交流电源提供，SCR 的门极只是控制功率的传递。这就像只需要给汽车油门一个小的能量，却使汽车产生巨大的动能一样，只要触发 SCR 的门极，就能使其输出巨大的电能。

21.18　电流中断与强迫换流

只有当阳极电流衰减为零时，晶闸管才停止导通，并且门极再次可控。电流可能很自然地衰减（如图 21-27 中每周期的结束时刻），也可以通过外界人工迫使其为零。这类强迫换流在特定时刻需要中断阳极电流的某些电路中常常用到。

如图 21-28a 所示，晶闸管和负载电阻 R 串联连接于直流电源 E。如果给门极施加单

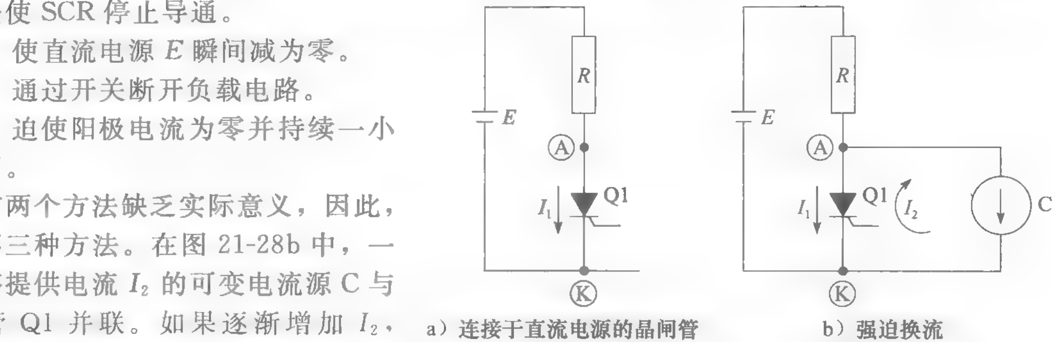
个正向脉冲信号，之后将产生直流负载电流 I_1，并永不衰减。但是，可以通过以下任意一种方法使 SCR 停止导通。

1. 使直流电源 E 瞬间减为零。

2. 通过开关断开负载电路。

3. 迫使阳极电流为零并持续一小段时间。

前两个方法缺乏实际意义，因此，讨论第三种方法。在图 21-28b 中，一个能够提供电流 I_2 的可变电流源 C 与晶闸管 Q1 并联。如果逐渐增加 I_2，则经过晶闸管的净电流（I_1-I_2）逐渐减小。但是，只要净电流不为零，晶闸管就持续导通，流过电阻的电流也不会改变。但是，如果增加 I_2 直到其等于 I_1，晶闸管停止导通，门极再次可控。实际上，I_2 可以是一个简单的电流脉冲，通常由另一个晶闸管产生。例如，在图 21-29a 中，通过轮流触发晶闸管 Q1 和 Q2，实现负载 R 的连接与断开。



a）连接于直流电源的晶闸管 b）强迫换流

图 21-28 晶闸管的强迫换流

为了理解电路的工作原理，假设 Q1 导通，Q2 关断。假定电路已经工作了足够长时间，其电压与电流已到达稳定值。此时，电容 C 与电源 E 的极性如图 21-29a 所示。忽略 Q1 的压降，所有电压都施加于负载 R 两端。因此，$I_1=E/R$，$I_2=0$。

为了使 Q1 停止导通，可触发晶闸管 Q2（见图 21-29b），这使电容经过 C、Q1、Q2 组成的回路放电。放电电流 I_C 强迫 Q1 关断，得到如图 21-29c 所示电路。1 端电位比 K 端电位低 E。电流 I_1 瞬时达到峰值 $I_1=2E/R$。电流 I_1 迅速给电容反向充电，1 端电位最终与 3 端相等。下降瞬间的电流如图 21-29d 所示，直到 $I_1=0$。通过使用相对高阻值的电阻 R_0，电流 I_2 将明显下降。

为了使负载重新通电，触发 Q1，此时电路如图 21-29e 所示。放电电流 I_C 导致 Q2 关断，电容极性变化如图 21-29f 所示。当条件稳定时，电路重新回到起始状态，如图 21-29a 所示。

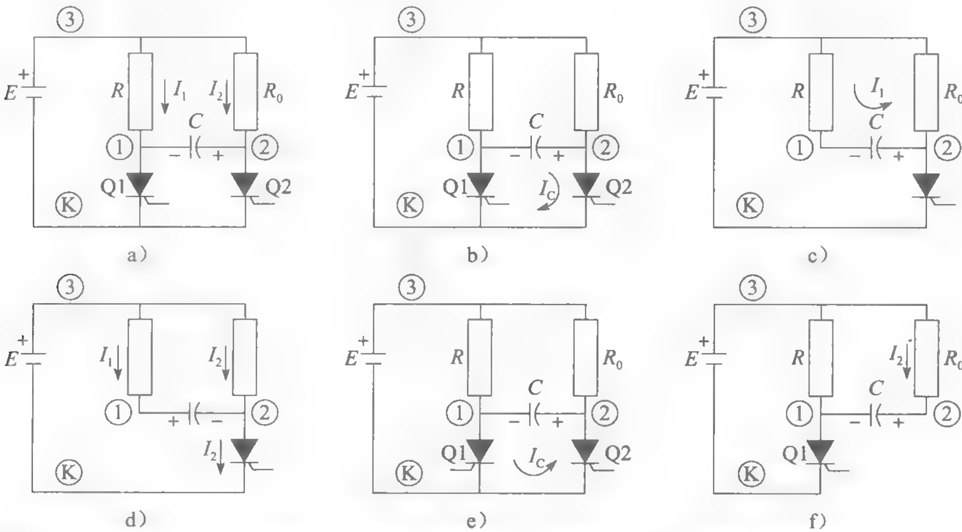


图 21-29 一个放电电容 C 与辅助晶闸管 Q2 能使 Q1 强迫换流。因此通过轮流触发 Q1 和 Q2 可以实现负载 R 电流的通与断

这类使用换流电容的强迫换流方法常应用于某些变流器[⊖]上，以产生其自己的频率。但是GTO、MOSFET和IGBT已经大部分取代了应用强迫换流技术的晶闸管。因此，在接下来的晶闸管电力电路中，主要介绍电网换流。

21.19　基本晶闸管功率电路

晶闸管运用广泛，90%的工业装置中采用了6种电力电子电路。表21-4列出了这些电路及其基本应用，分别标注为电路1，电路2，电路3，…，电路6。

为了解释这些基本电路的工作原理，将运用单相电源，实际上三相电源应该更加广泛，但是单相电源比较简单，可使我们将注意力放在相对重要的工作原理上。

表21-4　一些基本的晶闸管功率电路

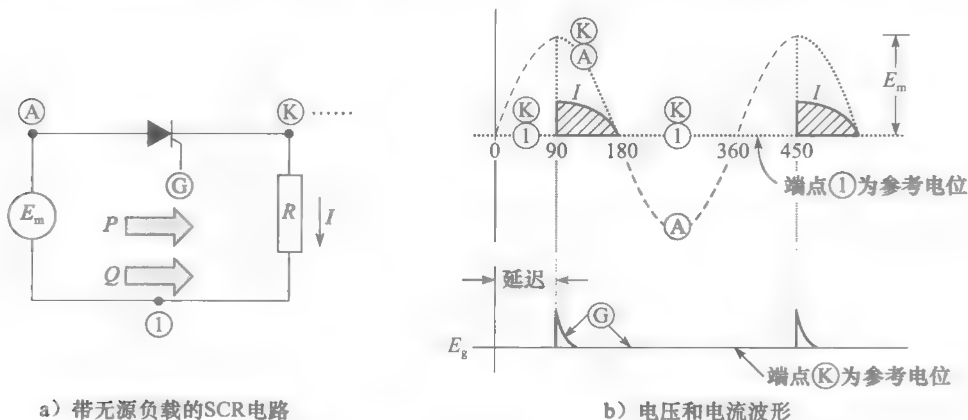
电路编号	晶闸管电路	典型应用
1	带无源负载的可控整流电路	电镀、直流电弧焊接、电解
2	带有源负载的可控整流电路	充电器、直流电动机控制、直流输电线
3	带有源交流负载的电网换流逆变器	交流电动机控制、绕线式感应电动机转速控制、直流输电线
4	交流静态开关	点焊、照明控制、交流电动机转速控制、交流起动装置
5	周波变换器	低速同步电动机控制、电渣焊
6	三相变换器	直流高压传输、同步电动机驱动

21.20　带无源负载的可控整流电路（电路1）

由定义可知，无源负载指的是不包含内部能源的负载，电阻是最简单的无源负载。

如图21-30a所示，阻性负载和晶闸管串联连接于单相电源。电源输出幅值为E_m的正弦电压。门极脉冲与线路频率一致，在本例中，脉冲延时90°。因此，当交流电压达到正向最大值时晶闸管导通。如21.16节所介绍，电流将流通90°。

在图21-30b中，电流滞后于电压并且在半周期内只在后90°区间导通。该滞后效果相当于连接了感性负载。所以，交流电源不但要输出有功功率P，还要提供无功功率Q（见7.13节）。由于触发脉冲延时，位移因数下降。如SCR在零度触发（周期开始时刻），整流电路将不消耗无功。



a）带无源负载的SCR电路　　b）电压和电流波形

图21-30　带无源负载的SCR电路及其电压和电流波形

⊖ 变流器可将某一频率的交流电变为另一频率的交流电，包括零频（DC）。变流器可以是整流器、逆变器，甚至是旋转电机。

21.21 带有源负载的可控整流电路（电路 2）

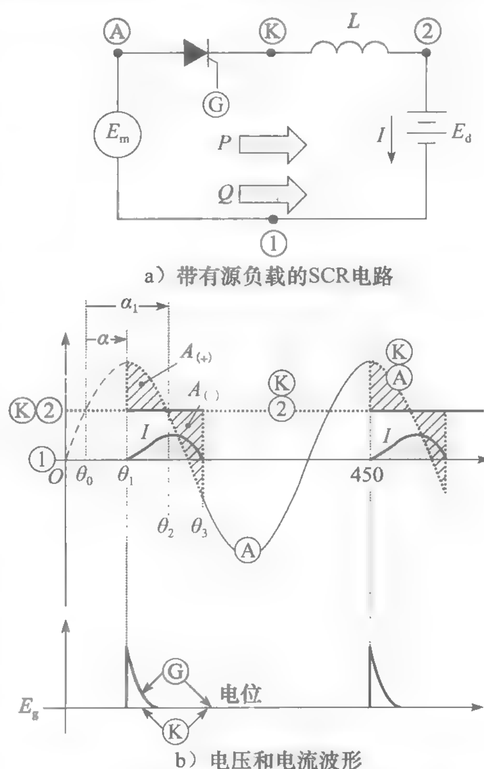
如图 21-31 所示，交流电源 E_m，直流有源负载 E_d，SCR 与电感串联连接。当晶闸管导通时，电流 I 流入负载（以电池为例）正极，负载得到能量。平波电抗 L 在 SCR 状态改变时限制电流峰值。门极脉冲 E_g 在 θ_1 时使晶闸管导通（见图 21-31b)。

设 1 端为零参考电位，则 2 端的电位 E_d 将高于端 1。且 A 端电位围绕 1 端电位做正弦波动。

如果用二极管代替 SCR，则将在 θ_0 时刻导通，因为在该时刻阳极电压为正。但在本例中，在 θ_1 角度门极触发，晶闸管导通。一旦导通，端 K 电位从 2 端电位跃变到 A 端电位，且电感两端出现压降 E_{A2}。电感开始储存能量，电流 I 相应增加。并在 θ_2 时刻能量达到最大值，即 $A_{(-)}$ 面积达到最大值。相应峰值电流可表示为：

$$I_{max} = A_{(-)}/L$$

接着电流逐渐减小，在 θ_3 时达到零值，此时 $A_{(-)}$ 与 $A_{(+)}$ 面积相等。一旦停止导通 K 端电位从 A 端电位跳回至 2 端电位，直到下一个触发脉冲到达。K 端电位可用虚线表示。与电路 1（见图 21-30）一样，负载电流滞后于电压 E_m，因此，电源同时输出有功功率 P 和无功功率 Q。如果减小触发角 α，$A_{(+)}$ 面积增加，同时电流 I 也变大。因此可以通过改变触发角改变输出有功功率，触发角 α 从 θ_0 开始调节，当 $\alpha=\alpha_1$ 时，输出有功为零，当 $\alpha=0$ 时，输出有功达到最大值。



a）带有源负载的SCR电路

b）电压和电流波形

图 21-31 带有源负载的 SCR 电路及其电压和电流波形

从实际应用来看，该电路可以应用于电压可变的充电器。也可以用于控制直流电动机的转速和转矩。此时，电枢的反电动势相当于 E_d，电枢电感相当于 L。

21.22 电网换流逆变器（电路 3）

逆变器是一种将直流电转变为交流电的变流器。其与将交流电变为直流电的整流器的工作方式正好相反。逆变器主要可以分为两类：

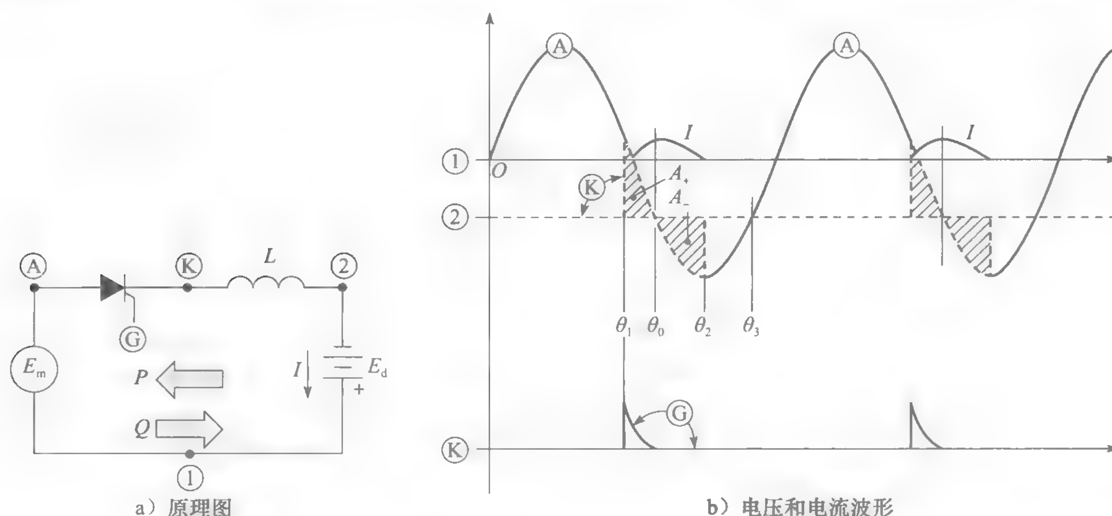
1. 自换流逆变器（也叫强迫换流逆变器），其由逆变器自行实现换流。
2. 电网换流逆变器，其由逆变器交流侧的电网电压实现换流。

本节将研究电网换流逆变器的主要工作原理。除了负载电池极性相反以外，该电路与整流器电路一致（见图 21-32a）。因此，2 端的电位比 1 端低（见图 21-32b）。因为电流只能从阳极流向阴极，因此当晶闸管导通时，直流电源 E_d 将输出功率。

另一方面，假设电感和晶闸管没有损耗，则功率 P 将被交流端全部吸收。因此图 21-32a的电路能够实现从直流电向交流电的转换。

该变流电路由一个简单的晶闸管和电感串联连接直流电源与交流负载组成。应注意到，不管逆变器是否工作，交流侧电源应能输出交流电压。例如，交流侧电源可以是一个由上百台发电机和上千个负载组成的电力系统，这样便能轻易地吸收逆变器发出的额外功率 P。

为了实现功率转换，交流电压峰值应大于直流电压，并且晶闸管要在一个准确的范围内触发。首先，为了实现导通，阳极A相对K必须为正。又由于K初始电位与2端相等，因此触发脉冲的有效范围在θ_0前或θ_3后（见图21-32b）。在下面的分析中，将发现门极触发脉冲只能θ_0之前。



a）原理图　　b）电压和电流波形

图21-32 电网换流逆变器

假设SCR在θ_1角度触发。K端电位迅速从2端电位跃升至A端电位，并且在θ_0时刻以前，电感累积伏秒。因此，电流在θ_0达到峰值$A_{(+)}/L$之后，电流开始逐渐下降，反向伏秒累积。当θ_2时刻即$A_{(-)}=A_{(+)}$时，晶闸管关断。

为了增大电流与有功功率，可使触发角θ_1更超前，从而使$A_{(+)}$增加。但是触发角不能太超前。为使晶闸管关断，$A_{(+)}$面积必须与$A_{(-)}$相等。但是$A_{(-)}$的最大区域受限在θ_0到θ_3之间，2端电位水平线以下（见图21-32b）。如果触发角越超前，$A_{(+)}$面积就越大；但是如果超过了$A_{(-)}$的最大值，晶闸管就不再关断。也就是说，当到达θ_3时，电流I也不为零。在之后的每个周期里直流电流都不断流，直到断路器跳闸。这也是为什么不在θ_3时刻之后导通的原因。

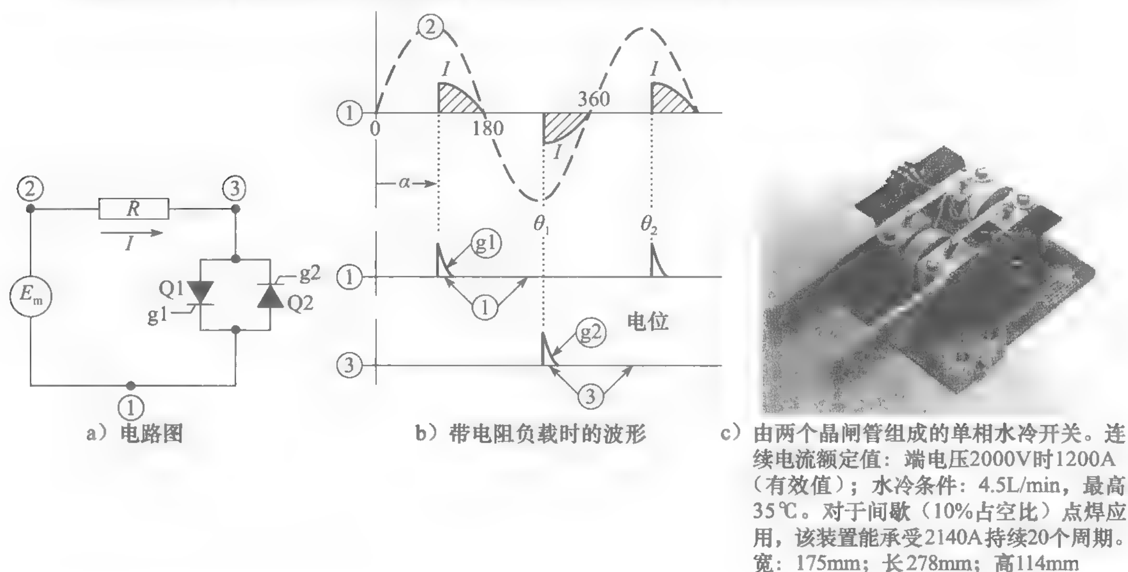
在普通的逆变器中，电流峰值滞后于正向电压峰值，因此交流电源要向逆变器输出无功功率Q。所以，在逆变器中，P和Q的流动方向相反。在本例中，$P=E_dI_d$，其中，I_d与电流I相等。

流入交流端的电流脉冲波形与正弦波形相去甚远，因此交流系统要采用低阻抗形式，从而使得电压仍为正弦波形。脉冲包含一个与正弦波E_{1A}同相的基波分量，该分量的有效值$I_p=E_dI_d/E$，其中，E为交流电压有效值。实际上，一般会增加滤波器来确保流入交流侧的电流尽量为正弦波形。另外，电网换流逆变器往往用在三相系统而不是用于简单的单相电路（见图21-32）。

21.23 交流静态开关（电路4）

交流静态开关由两个晶闸管反向并联组成（背靠背），从而实现电流的双向流动（见图21-33）。通过变化门极g1和g2的触发角α相位，可精确控制流入负载电阻R的交流电流。因此，如果门极脉冲与电网频率同步，就能够控制流入负载的交流电流大小。但是，即使负载为纯电阻，这样的滞后触发也将消耗电网无功功率。原因在于电流相位滞后于电压。

应用于家用照明控制的三端双向可控硅开关元件，就是基于这种电子开关技术。



a）电路图

b）带电阻负载时的波形

c）由两个晶闸管组成的单相水冷开关。连续电流额定值：端电压2000V时1200A（有效值）；水冷条件：4.5L/min，最高35℃。对于间歇（10%占空比）点焊应用，该装置能承受2140A持续20个周期。宽：175mm；长278mm；高114mm

图 21-33 交流静态开关

如果门极分别在 0°和 180°触发，静态开关处于全闭合位置。如果门极全不触发，则静态开关处于断开位置。因此，静态开关可以用来代替磁性接触器。与磁性接触器不同的是，电子开关能够无声运行，并且不存在触点磨损。

21.24 周波变换器（电路 5）

周波变换器可以将高频交流电直接转换为低频交流电。图 21-34 展示一个简易的周波变换器。其由三组背靠背的晶闸管分别连接三相电源组成。其共同为一个阻性负载 R 提高单相功率。

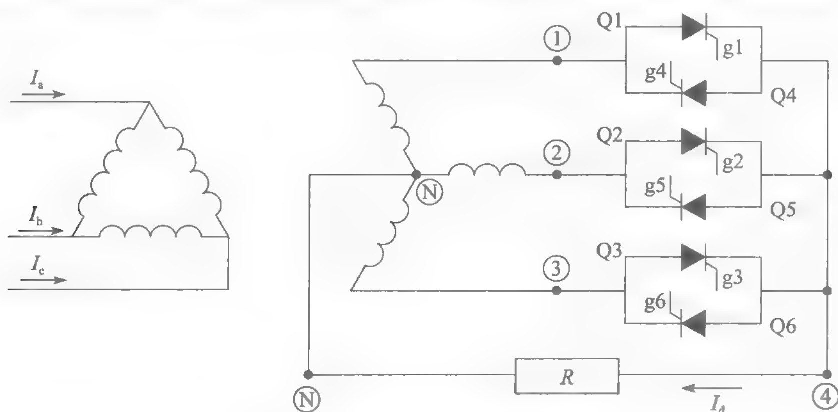


图 21-34 简易的周波变换器

为了理解该电路的工作原理，先假设在初始状态下全部晶闸管都关断（不导通）。在间隔时间 T 中，晶闸管 Q1、Q2 和 Q3 分别被 4 个连续脉冲 g1、g2、g3、g1 触发，这样晶闸管的作用就如普通二极管一样。因此电路工作在三脉波整流电路状态，而 4 端电位相对 N 端为正（见图 21-35）。E_{4N}的波形与图 21-17 相同。

在下一个间隔时间 T 中，晶闸管 Q4、Q5 和 Q6 分别被 4 个类似的 g4、g5、g6、g4 触发。这将使得 4 端电位相对 N 端为负。之后，再依次导通晶闸管 Q1、Q2 和 Q3，如此

反复，负载上得到一个低频的交流电压。新波形的周期为 $2T$。该低频交流电压波形为平顶波，与正弦波相去甚远。该电压包含 180Hz 纹波（三相电源频率为 60Hz 时）。变压器二次电感将有助于改善波形。

如图 21-35 所示，假设电源频率为 60Hz，电压波形每半周期为 540°。T 等于 $(540/360)\times(1/60)=0.025\text{s}$，该电压波形相应的频率为 $1/(2\times0.025)=20\text{Hz}$。

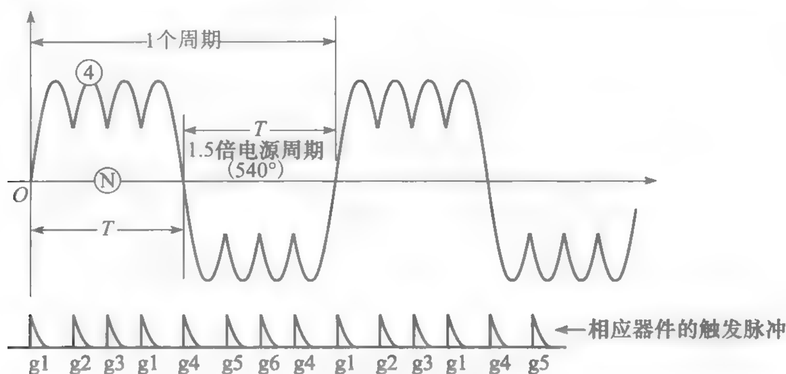


图 21-35　周波变换器输出的典型电压波形

显然，通过重复触发顺序 g1，g2，g3，g1，…，可以在任意时间保持 4 端电位为正，若要保持其为负，则要重复触发顺序 g4，g5，g6，g4，…。这样，就能得到要求的任意低频电压。输出电压波形的最高频率不超过电源频率的 40%。读者还要注意该周波变换器只能在三相平衡电源条件下带单相负载。

下面还会介绍能将 60Hz 三相输入转变为低频三相正弦输出的周波变换器。

21.25　三相六脉波可控变流器（电路 6）

三相六脉波晶闸管变流器是应用最为广泛的整流/逆变设备之一。由于其实际应用较广，下面将详细介绍其工作原理。该变流器输出波形虽然不是特别难理解，但也将会变得相对复杂。该变流器输出电压和电流波形是多个波形的叠加，需分析其形成过程。因此，应尽量使波形保持简化，从而理解其基本工作原理。

三相六脉波变流器有 6 只晶闸管连接于三相变压器的二次绕组（见图 21-36）。除了将二

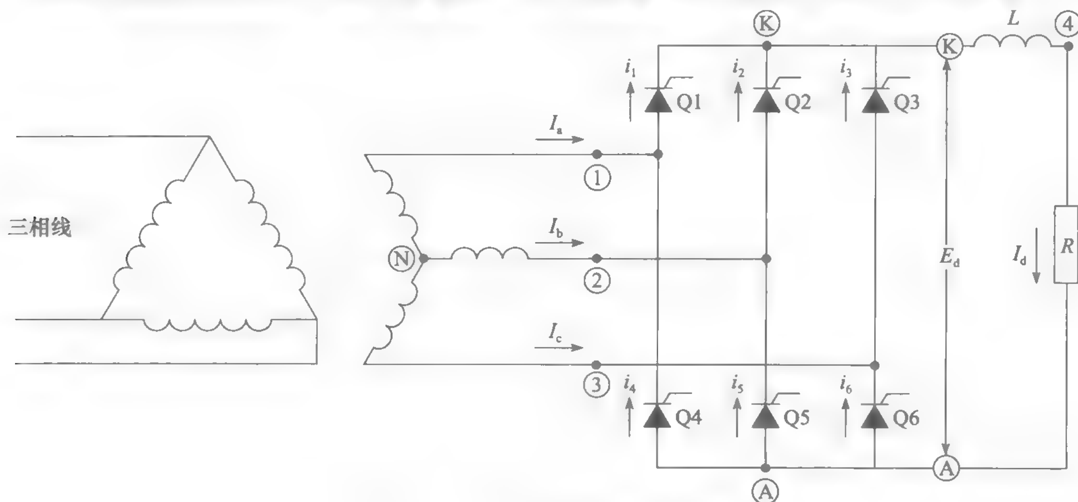


图 21-36　三相六脉波晶闸管变流器

极管用晶闸管代替以外，其结构与图 21-19 的整流电路一样。因为能控制晶闸管的导通时间，所以当变流器工作在整流模式时，就能改变直流输出电压。如果用直流电源替代负载电阻 R，变流器也能工作在逆变模式。

21.26 基本工作原理

通过图 21-37，可以基本理解变流器是如何工作在整流状态下的。其中，假设 6 只 SCR 封装于黑箱里，并在其中轮流导通，分别连接输出 K 端、A 端和交流输入线 1、2、3。负载由一个电阻和一个电感 L 串联组成。并假设电感足够大，使输出电流保持恒值。在图 21-37a 中，位于 K-1 端和 A-2 端之间的晶闸管 Q1 与 Q5 分别导通。之后 K-2 端和A-1端之间的晶闸管 Q2 和 Q4 导通（见图 21-37b）。与此类似，所有晶闸管依次导通。上述步骤完成后，再重复整个开关周期。读者将注意到电流 I_d 会流过交流侧。如图 21-37 所示，流过每根交流侧导线的电流还是周期性变化的，该交流电流峰值为 I_d。此外，三根交流导线的其中一根电流值将在小段时间内为零值。例如，在图 21-37 中，线 3 上暂时无电流流过。

前面描述的开关导通顺序与图 21-22 的二极管整流桥导通顺序相同。在交流电压周期中，由于晶闸管能够精确地控制导通时间，因此，当交流侧瞬时电压数值高低变化时，可以控制导通时间对电路进行调节。例如，当交流侧瞬时电压较低时，直流输出电压也将变低。这时如果让晶闸管在交流侧瞬时线电压接近峰值时导通，直流输出电压将相应变高。实际上，输出电压 E_{KA} 由各相 60°的交流输入电压组成。E_{KA} 的平均值为直流输出电压 E_d。

在图 21-37 中，可以看到输出电流总是为正。这是因为电源给负载提供有功功率。例如，在图 21-37a 中，当电流 I_d 按所示方向流过时，e_{12} 为正。

上面介绍的是晶闸管变流器工作在整流工作状态的原理，如果变流器工作在逆变状态，变流器又将如何工作呢？首先必须具备三个基本条件。

第一，必须要具备一个直流电流源 I_d。这种电流源可由电压源 E_0 和大电感串联得到（见图 21-38a 和 21-38b）。

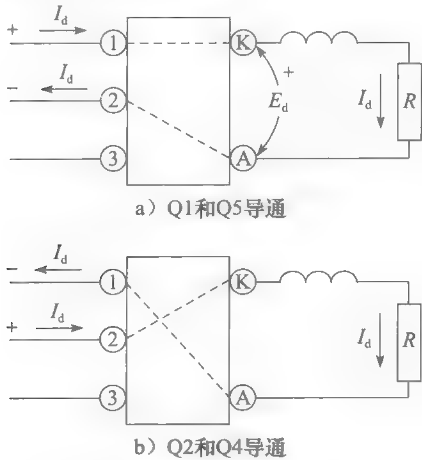


图 21-37 整流模式（见图 21-36）

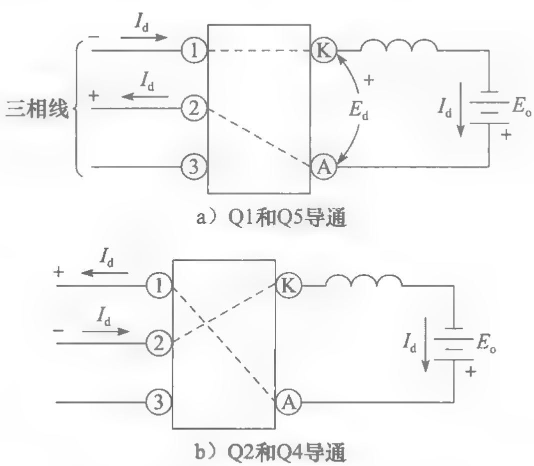


图 21-38 逆变模式（见图 21-36）

第二，即使在线电流波形非正弦情况下，变流器连接的三相电源应输出无畸变的正弦电压波形。电压可以来自电网或交流发电机。

第三，为了使功率流入交流侧，必须控制晶闸管开关使得流入交流侧的电流 I_d 瞬时为正。门极触发必须与电源频率保持同步。

逆变器的工作原理可通过图 21-38 来理解。黑箱中封装的 SCR 与图 21-37 中的一致。

换句话说，两个图中的变流器完全一致。首先看直流侧，因为 SCR 无法反向导通，所以直流电流 I_d 的方向必须与之前一致。另一方面，因为要使直流电源 E_0 输出功率，I_d 必须如图 21-37 和图 21-38 所示从电源正极流出。也就是说，E_0 的正极必须和 A 端相连。在交流侧，三相导线分别连接于 1、2、3 端。

现在准备触发晶闸管。为了使交流侧吸收功率，应选择合适的晶闸管触发时间。在图 21-38 中，电流 I_d 以图示正向流入交流侧，所以交流侧一直吸收功率。交流侧电压极性在逆变模式和整流模式中始终相反。

读者会发现交流侧导线中的电流是交变的，且其峰值也等于 I_d。实际上，图 21-37 和图 21-38 的交流电流波形一样，只存在瞬时线电压的区别。

如果直流电压 E_0 较低，晶闸管必须在瞬时交流电压较低时触发。相反，如果直流电压较高，晶闸管必须在交流导线电压达到峰值附近时触发。

值得注意的是，K 端和 A 端之间的电压由各相 60°的交流导线电压组成。因此，E_{KA} 是一个脉动的电压，其平均值等于 E_d，因为电感两端的直流压降可以忽略不计，该平均电压等于 E_0。另外，为了保持电流 I_d 恒定，并且几乎无纹波，采用了电感滤波。电感的作用类似于波动电压 E_{KA} 和恒定电压 E_0 之间的缓冲器。

21.27 三相六脉波整流器带有源负载

图 21-39 所示的三相六脉波变流器输出功率至某一负载。该负载由一个直流电压 E_0 和电阻 R 串联一个平波电感组成。变流器输入由三相变压器提供。晶闸管 Q1～Q6 的门极脉冲每相隔 60°依次触发。假设变换器已经工作一段时间，工作状态稳定。在初始时刻，假设晶闸管 Q5 和 Q6 导通，流过负载电流 I_d（见图 21-40a）。之后在 0°(θ_0）时，晶闸管 Q1 由门极脉冲 g1 触发。开始换相，Q1 导通，Q5 关断。

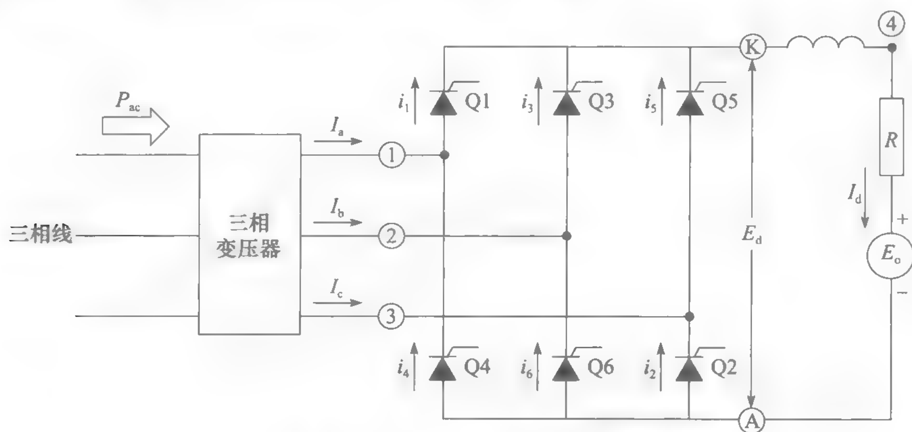


图 21-39 三相六脉波整流器

在 60°时，晶闸管 Q2 触发，负载电流从 Q6 转移至 Q2。类似开关过程持续进行，如图 21-21 所示。K 端电位跟随这些连续波形的峰值变化。为了明确晶闸管的导通顺序，对各管进行标记。并且两个 SCR 在同时导通；导通的晶闸管分别为：Q1-Q2、Q2-Q3、Q3-Q4 等。因此通过图 21-39 可以在任意给定时间确定晶闸管的导通情况。

变流器工作在整流模式，K 端和 A 端间的直流平均电压 $E_d=1.35E$。因为没有计及电感的压降，4 端和 A 端之间的直流电压也等于 $1.35E$。因此直流电流 I_d 等于：

$$I_d = (E_d - E_0)/R \tag{21.12}$$

为了使整流电压如图 21-40a 所示，必须精确控制触发时间。因此，如果 g1 相对 θ_0 提

前一点触发，因为阳极 1 电压此时为负，晶闸管将无法导通。另外，如果 g1 在 θ_0 之后触发，Q5（和 Q6）将在 g1 触发前持续导通。实际上，一般将触发脉冲设计得足够宽以确保在要求时间换流成功。

21.28 延迟触发——整流模式

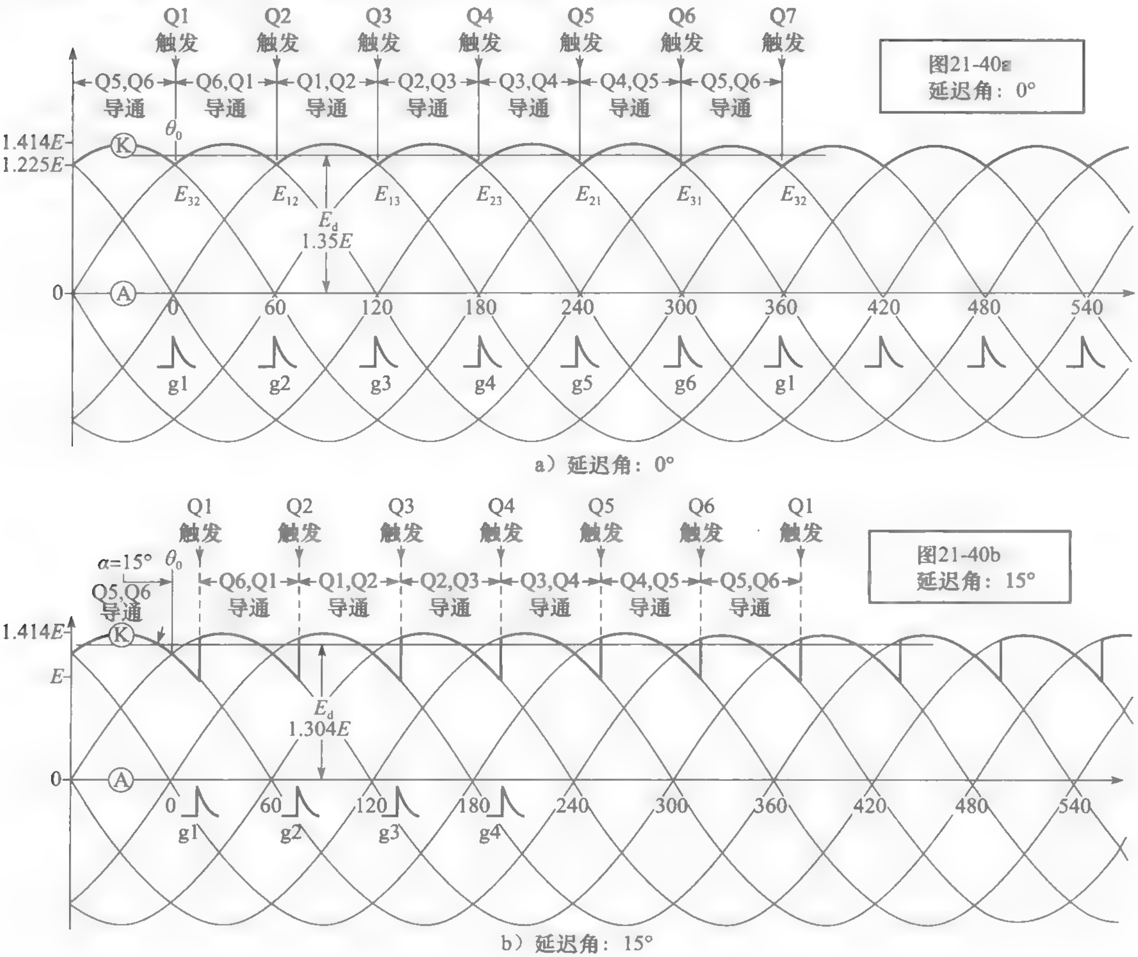
将所有的触发脉冲延迟 $\alpha=15°$（见图 21-40b)。电流 I_d 将不再于 θ_0 时换流至 Q1，而是继续流过 Q5，直到门极脉冲 g1 触发 Q1。换流时刻，K 端电位从导线 3 变至导线 1，此后，其他晶闸管也重复类似的开关动作。最终 K 端和 A 端之间的脉动电压波形如图 21-40b 所示。

注意，延迟触发并不改变导通周期；每个晶闸管还是持续导通完整的 120°，而且各电压波段还是持续 60°。此外，由于大电感的存在，电流还是保持恒定并且无纹波。K 端电位跟随分段正弦波形变化，并且 K 端和 A 端之间的平均电压 E_d 将比之前相对减小。可以证明其值等于：

$$E_d = 1.35E\cos\alpha \tag{21.13}$$

式中，E_d 是三相六脉波变流器输出的直流电压（V）；E 是交流线电压有效值（V）；α 是触发角（°）。

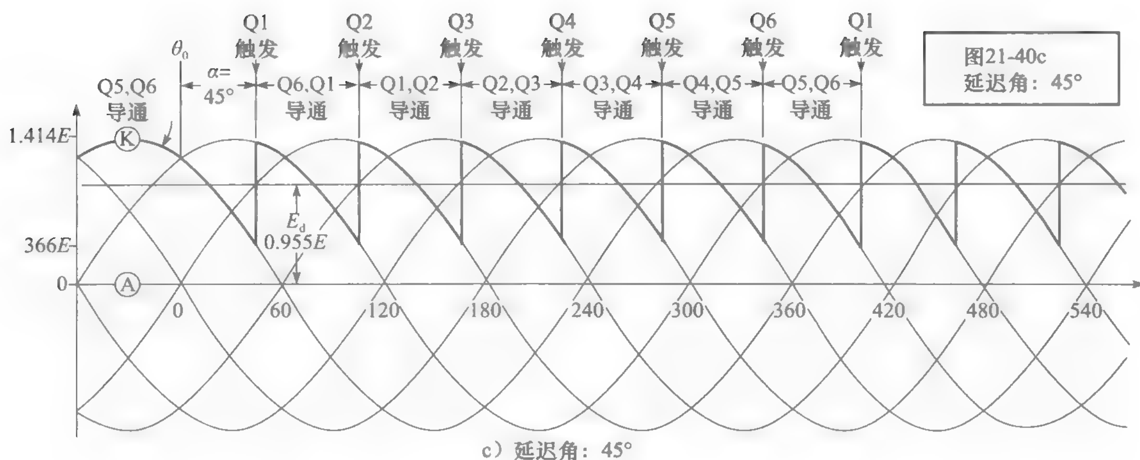
根据式（21.13），当 α 增加时，E_d 将逐渐减小。但是，如果 E_d 小于或等于 E_0 时，负载电流将不再连续。通常情况下，当 E_d 小于 E_0 时电流将反向。但由于 SCR 只能正向导通，这种情况不可能发生。这里不讨论电流断续的情况。



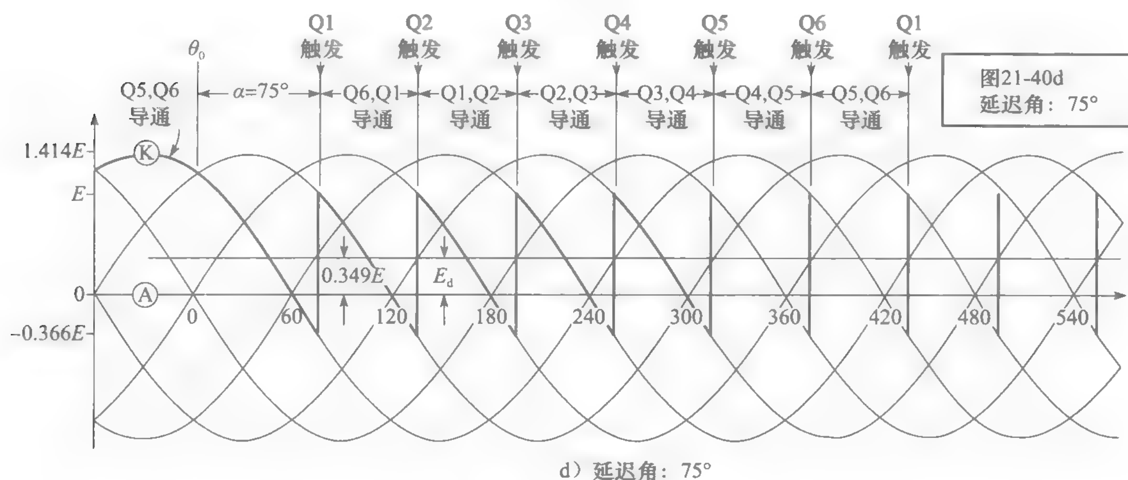
a）延迟角：0°

b）延迟角：15°

图 21-40 三相六脉波整流器输出电压波形



c）延迟角：45°



d）延迟角：75°

图 21-40　（续）

图 21-40c 和 21.40d 分别表示当 $\alpha=45°$ 和 75°时，K 端和 A 端之间的波形。注意到，当 $\alpha=75°$ 时 E_{KA} 的交流分量相对直流分量是很大的。

例 21-7 如图 21-39 所示，三相变流器连接于 3 相，480V，60Hz 电源。负载包含一个内阻为 2Ω 的 500V 直流电压。试计算当延迟触发角分别为（a）15°和（b）75°时的变流器输出功率。

解　a. 变流器直流输出电压

$$E_d = 1.35E\cos\alpha = 1.35 \times 480\cos15° = 626\text{V}$$

因为电感的直流压降忽略不计，2Ω 内阻上的压降 IR 等于：

$$E = E_d - E_0 = 626 - 500 = 126\text{V}$$

因此直流负载电流

$$I_d = E/R = 126/2 = 63\text{A}$$

输出给负载的功率

$$P = E_d I_d = 626 \times 63 = 39.4\text{kW}$$

b. 当延迟触发角等于 75°时，变流器输出电压

$$E_d = 1.35E\cos\alpha = 1.35 \times 480 \times \cos75° = 167.7\text{V}$$

因为 E_d 小于 E_0，电流无法流通，所以电流和功率都几乎为 0。◀

21.29 延迟触发——逆变模式

如果触发延迟大于 90°，根据式（21.13），变流器输出电压 E_d 变为负。因为 SCR 只能单向导通，所以还是不能产生反向电流。所以，负载电流几乎为零。可以通过连接一个大小适当、极性相反的直流电压至变流器，保证电流不为零。为了维持电流，这个额外施加的电压 E_0 必须稍大于 E_d（图 21-41）。负载电流等于：

$$I = (E_0 - E_d)/R$$

因为电流由 E_0 正极流出，负载实际上相当于一个电源，输出功率 $P = E_0 I_d$。该功率的一部分以热能形式消耗于线路电阻 R 上，其余部分输入给三相变压器的二次侧。如果忽略变压器损耗，可以得到输送至三相电源的有功功率 P_{ac}。

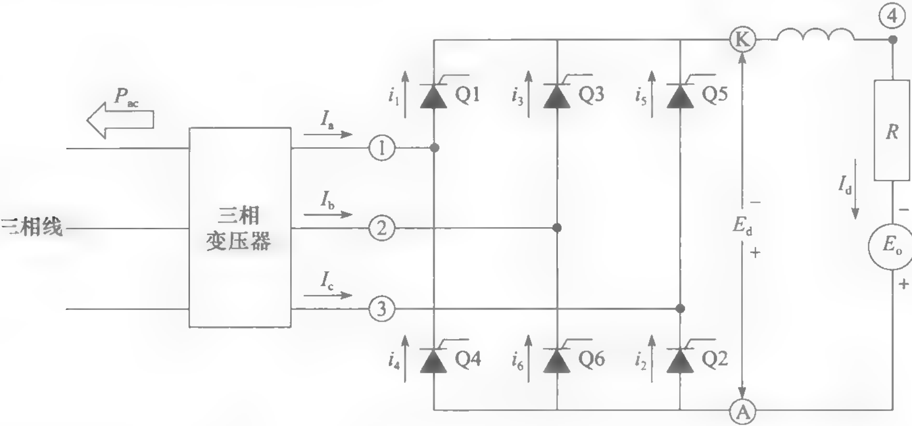
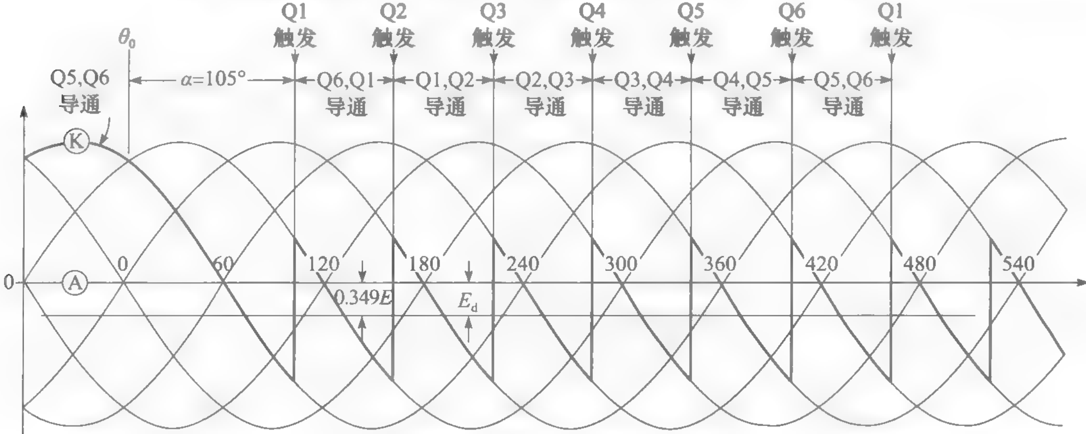


图 21-41 逆变模式下的三相六脉冲变流器

原来的整流器现在变为逆变器，将直流功率转变为交流功率。这种从整流器向逆变器的转换是十分简单的，变流器的连接结构并没有变化。整流模式下，触发角位于 0°～90°之间，负载可以是有源或者无源的。在逆变模式下，触发角位于 90°～180°之间，且必须提供合适的反向直流电源。

图 21-42 为当触发角分别为 105°、135°和 165°时的波形。逆变器的直流电压 E_d 大小由式（21.13）计算。当触发角等于 180°时，其到达最大值 $E_d = -1.35E$。



a）延迟角为105°时的触发顺序和波形图

图 21-42 逆变模式下的电压波形

b）延迟角为135°时的触发顺序和波形图

c）延迟角为165°时的触发顺序和波形图

图 21-42　（续）

21.30　触发范围

对于一个给定的晶闸管，触发角通常保持在 15°～165°之间。在 15°～90°之间，晶闸管工作在整流模式，在 90°～165°之间，晶闸管工作在逆变模式。这样一来，直流电压将在 15°和 165°达到最大值，并在 90°时为零。

通常在整流模式下很少设定触发角小于 8°。这是因为线电压如果出现突然变化将导致晶闸管触发失败，从而导致输出直流电流不连续。

而在逆变模式，也很少设定触发角大于 165°。如果触发角超过了该值，逆变器有可能失去从一个晶闸管换流到下一个晶闸管的能力。结果就是，电流将突升，直到电路断路器跳闸。某些情况下，为了保证安全余量，触发角不能超过 150°。

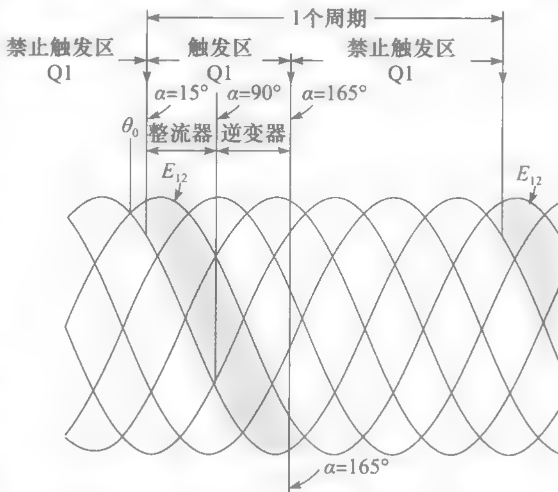


图 21-43　晶闸管 Q1 门极允许触发区域

图 21-43 给出了在三相六脉冲变流器

中，一个特定晶闸管（对应图 21-39 中的 Q1）的门极触发允许和禁止区域。其他晶闸管也有类似触发范围，但是时间段不同。

21.31 变流器等效电路

可以将变流器想象成一个静态的交流电动机-直流发电机组，其直流输出电压 E_d 的幅值和极性取决于门极脉冲的延迟时间。但是，该直流发电机必须具备下列特性：

1. 只能传导单向电流。
2. 当直流电压下降时，产生逐渐增加的交流纹波电压。

类似电路如图 21-44 所示，其中

- E_{ac}表示三相线电压。
- E_d 表示变流器产生的直流电压。
- e_c 表示变流器在直流侧产生的交流电压（主要为 6 次和 12 次谐波）。
- D 为二极管表示电流只能单向流通。
- E_{ac}和 E_d 之间的虚线表示交直流系统间的有功功率能够双向流通。
- 与电动机/发电机组不同，该电路中交直流系统之间并无电气隔离。

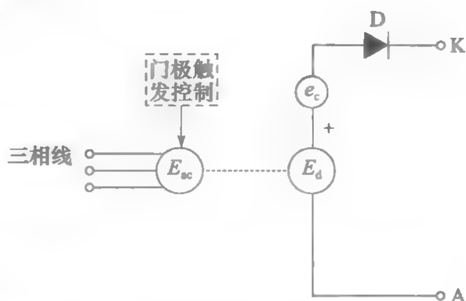


图 21-44 晶闸管变流器的等效电路

当变流器工作在整流器状态时，等效电路如图 21-45 所示。当其工作在逆变器状态时，等效电路为图 21-46。变流器发出的交流电压经过电感 L（电感值足够大），使得直流电流无纹波。

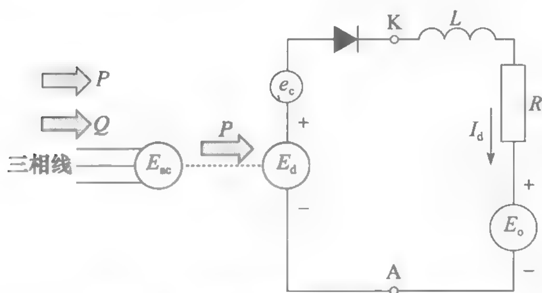


图 21-45 三相变流器工作于整流模式时的等效电路

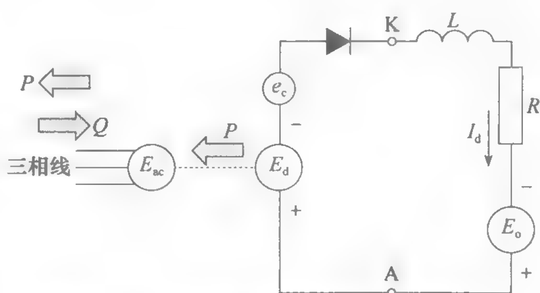


图 21-46 三相变流器工作于逆变模式时的等效电路

还可以看出三相线中流过的电流非正弦。因此，正如上所述（见 21.14 节），在交流侧，变换器将产生谐波电流。

21.32 三相六脉波变流器中的电流

当变流器工作在整流模式，并且触发角为 45°时，电压和电流波形如图 21-47 所示。流经晶闸管的电流 i_1、i_2、i_3、i_4、i_5、i_6 分别导通 120°，并且其幅值等于直流电流 I_d。只要触发角满足零到 180°之间，该现象都将成立。所以，晶闸管变流器中的电流与简单的三相二极管整流器电流一致（见图 21-20）。唯一的不同在于前者在每个周期中存在滞后。

相应交流侧的电流波形容易得到，因为它们等于对应晶闸管电流的差值。因此，由图 21-39 可得 $I_a = i_1 - i_4$。这些线电流的幅值也为 I_d，但是它们在正向和负向各自导通 120°。

交流电流的热效应是一个十分重要的指标，因为它们一般要流经整流变压器的绕组。

I^2R 损耗取决于电流有效值 I。由式（21.6）可知

$$I = 0.816 I_d$$

交流电流的有效值大小与直流输出电流直接相关而与触发角无关。显而易见，当变流器工作以逆变模式工作时，亦是如此。

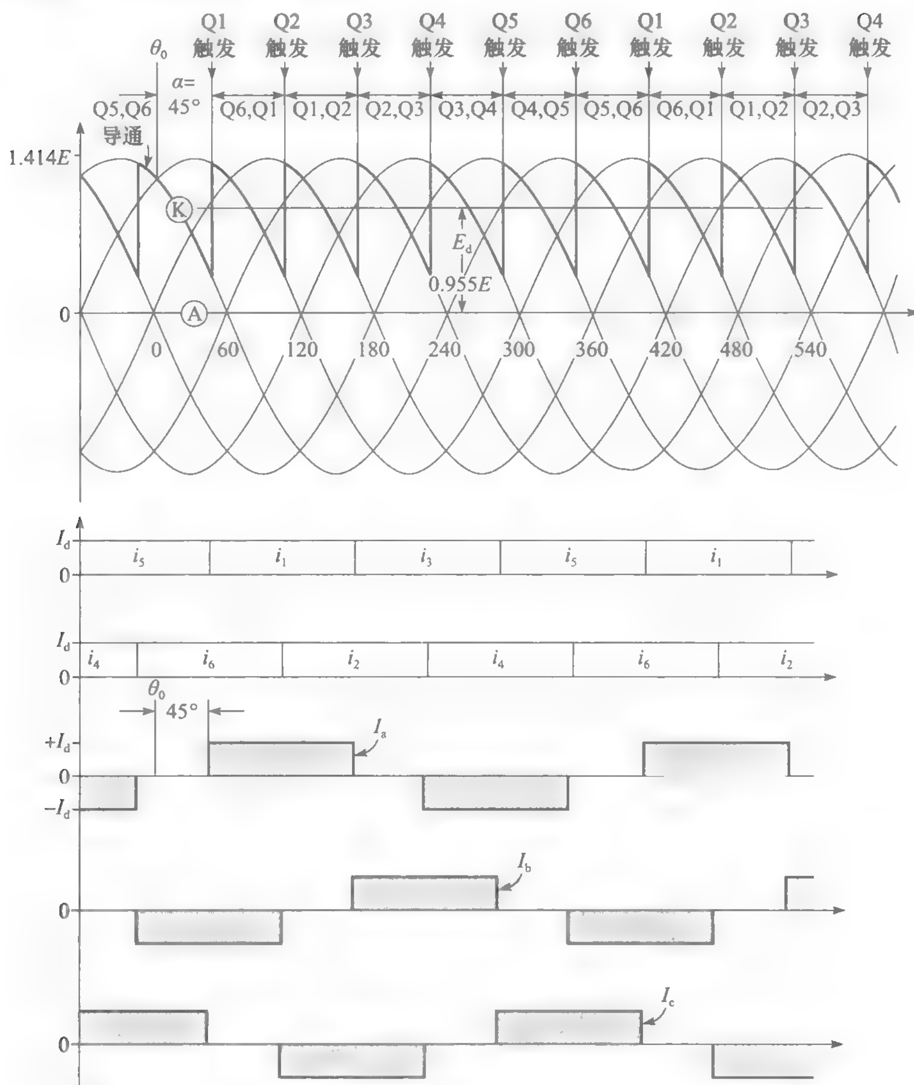


图 21-47　图 21-39 中的晶闸管变流器的延迟角为 45°时的电压和电流波形

21.33　功率因数

观察图 21-16 和图 21-17 中的三相三脉波二极管整流器，其导线 1、2、3 中的电流与相电压相对应。因此，矩形电流 i_2 与 E_{2N} 波形的中性线重合。

i_2 与 E_{2N} 同相，其他两相电流亦与各自对应相电压同相。这也反映了变压器一次侧至三相输电线的情况。因为电流与电压同相，所以位移因数为 100%。其结果就是整流器不从输电线吸收无功。

现在观察图 21-47，其延迟触发角为 45°，可以发现所有晶闸管电流都向右位移 45°。因此，线电流滞后线电压 45°；位移因数由 1 变为 0.707（cos45°＝0.707）。这便意味着变

流器从其连接的交流系统中吸收无功功率。无论变流器工作在整流或者逆变状态，这都成立。无功功率等于

$$Q = P\tan\alpha \tag{21.14}$$

式中，Q 是变流器吸收的无功功率（var）；P 是变流器的直流功率（整流状态时为正，逆变状态时为负）（W）；α 是触发角（°）。

读者将注意到图 21-47 中的电流波形与普通六脉波整流器的电流波形相同（见图 21-20）。

例 21-8 在例 21-7 中，如果设定触发角为 15°，试计算：

a. 位移因数；

b. 变流器吸收的无功功率；

c. 总的功率因数。

解 a. 导线基波电流和相电压的位移角 $\alpha = 15°$。因此位移因数等于

$$\cos\alpha = \cos 15° = 0.966 \text{ 或 } 96.6\%$$

b. 提供给变流器的有功功率等于

$$P = E_d I_d = 39.4\text{kW}$$

因此 $Q = P\tan\alpha = 39.4\tan 15 = 10.6\text{kvar}$

c. 总的功率因数＝位移因数×畸变系数＝0.966×0.955＝0.923＝92.3% ◀

例 21-9 16kV，内阻为 1Ω 的直流电源，为某一 12kV，三相六脉波，60Hz 逆变器供电，电源输出电流 900A（见图 21-48）。

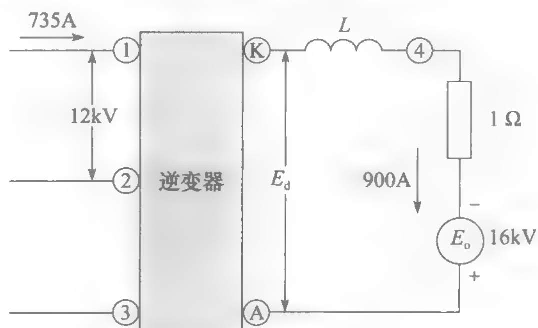


图 21-48　例 21-9 图

试计算：

a. 通过每只 SCR 的直流电流；

b. 逆变器输出的直流电压；

c. 所需触发角 α；

d. 交流线电流有效值；

e. 逆变器吸收的无功功率。

解 a. 每只 SCR 在单位周期三分之一的时间内流过电流。因此直流电流

$$I = I_d/3 = 900/3 = 300\text{A}$$

b. 逆变器输出电压 E_d 等于 E_0 减去 IR 压降。因此：

$$E_d = E_0 - I_d R = 16\,000 - 900 \times 1 = 15\,100\text{V}$$

c. 已知交流线电压有效值为 12kV，触发角可由式（21.13）计算得到：

$$E_d = 1.35E\cos\alpha$$

$$15\,100 = 1.35 \times 12\,000\cos\alpha$$

$$\cos\alpha = 0.932$$

$$\alpha = 21.2°$$

这是变流器工作在整流模式时所需的触发角。但是这里变流器工作在逆变模式，所以，实际触发角为

$$\alpha = 180 - 21.2 = 158.8°$$

d. 交流线电流有效值

$$I = 0.816 I_d = 0.816 \times 900 = 734\text{A}$$

e. 逆变器吸收的直流功率

$$P = E_d I_d = 15\,100 \times 900 = 13.6\text{MW}$$

P 实际上为负值，因为逆变器吸收直流功率；所以

$$P = -13.6\text{MW}$$

逆变器吸收的无功功率

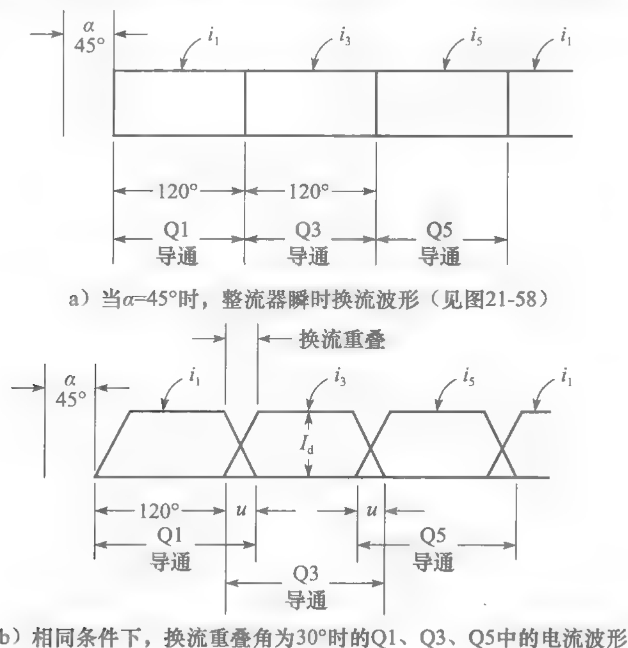
$$Q = P\tan\alpha = -13.6\tan158.8 = 5.27\text{Mvar}$$

实际上，无功功率的真实值还要高于计算值，这是因为换流重叠现象的存在。◀

21.34　换流重叠

在 21.9 节中提到三相整流器的电流不能瞬间从一个二极管转移到另一个二极管中。在晶闸管电路中的换流过程也同样需要时间。因此，在一个六脉波变流器中，从 Q1 到 Q3 以及 Q3 到 Q5 的换流都不是瞬间完成的（如图 21-49 所示），但是其过程更类似于图 21-49b。

I_d 从一个晶闸管转移到另一个晶闸管的过程取决于换流重叠区间，其由角度 u 定义。重叠区间随着电流 I_d 的变化而变化。当满载运行时，u 基本上在 20°～30°之间。当轻载运行时，其值可小于 5°。由于换流重叠现象，每个晶闸管导通时间为 120°＋u 度，而不是 120°。换流重叠将改变 E_{AK} 的波形，这里不详细讨论其对变流器的影响。



a）当α=45°时，整流器瞬时换流波形（见图21-58）

b）相同条件下，换流重叠角为30°时的Q1、Q3、Q5中的电流波形

图 21-49　换流重叠现象

换流重叠使得电流建立时间推延了角度 u。同时其使电流关断时间也延迟同样角度。由于这类延迟，有效触发角度将大于触发角 α。这样，无论变流器工作于整流模式还是逆变模式，功率因数都有所下降。平均直流电压 E_{dc} 也有所下降。

21.35　关断角

当变流器工作在逆变模式时，要控制导通角 α，使其小于 180°。在理想逆变器中每相电流流通 120°，因此导通必须在（180°＋120°）＝300°前结束。重叠角末端到 300°的时间间隔称为关断角 γ（见图 21-50）。在关断角期间，晶闸管 Q1 恢复其关断能力。γ 的典型值介于 15°～20°之间。

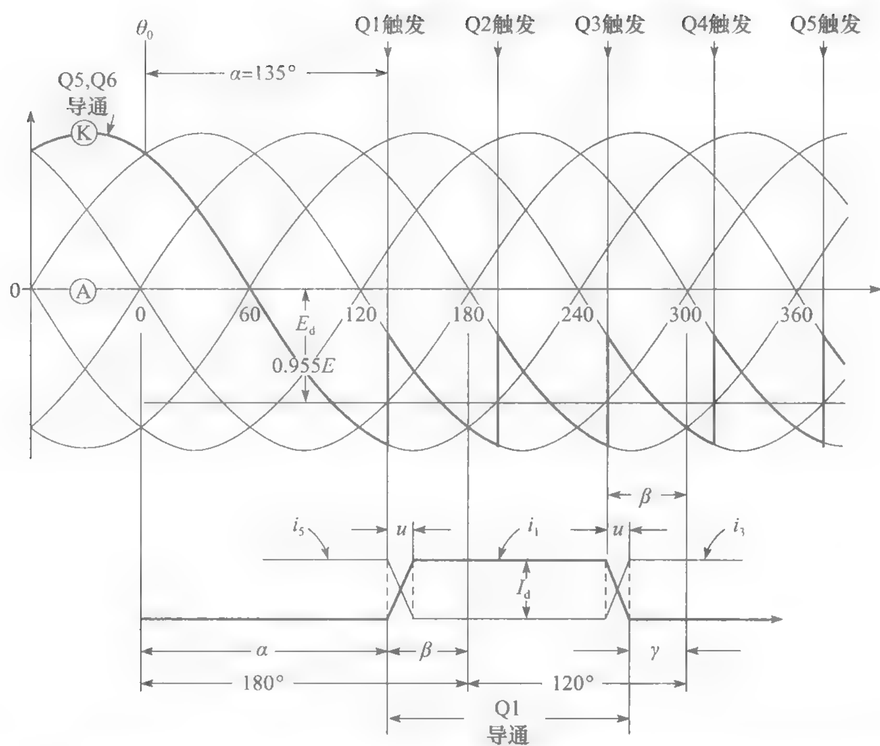


图 21.50 当延迟角为 α 时，流过晶闸管 Q1 的 i_1 波形。在临界角 300°之前，关断角 γ 使 Q1 重新建立正向阻断能力。在 300°时 Q1 阳极相对其阴极为正。该图还标注了 α、β、γ 和 u 之间的相对关系

对于逆变器而言，通常由超前角 β 定义触发时刻，而不是延迟角 α。由图 21-50 可知，换流重叠角 u、延迟角 α、超前角 β 以及关断角 γ 之间的关系：

$$\beta = 180 - \alpha \tag{21.15}$$

$$\beta = u + \gamma \tag{21.16}$$

DC-DC 变换电路

21.36 半导体开关

前面所学的电路中的电子开关基本上由晶闸管构成。可以看到，其不足在于只有当阳极电流下降为零时，晶闸管才能实现关断。虽然可以通过一些特殊的技术迫使阳极电流为零，如 21.18 节所述，但是外加的电路元件使得解决方案复杂而成本高。另一个问题在于晶闸管的最高开关频率只能达到 2kHz。

为了解决上述问题，一些特殊的半导体器件问世，它们能够通过控制门极电流或电压来控制器件的导通或截止。这类器件一直在不断发展更新，这里只讨论其中某些常用的元件。如本章引言中提到的 GTO、大功率晶体管、电力 MOSFET 和 IGBT。这些开通和关断都可控的开关器件使得直流-直流和直流-交流变流器的设计更加多样化。上述各种开关类型的变流器的基本原理将在接下来的章节中进行解释。

晶闸管和 GTO 的基本特性。除了门极可关断特性以外，GTO 与普通晶闸管很相近。两种元件各自的导通和截止状态可由图 21-51 表示。由图 21-51 可知，在晶闸管关断（即电流为零）时，晶闸管可承受正向或反向阻断电压 E_{AK}，其最大值在阴影线范围内（见

图21-51a)。在晶闸管导通阶段，由图21-51可知E_{AK}压降约为2V，并且阳极电流I_{AK}的最大值也不超过阴影线范围。这些阴影线表示的最大值仅是粗略指示。大多数晶闸管的工作范围比上述数值更大。

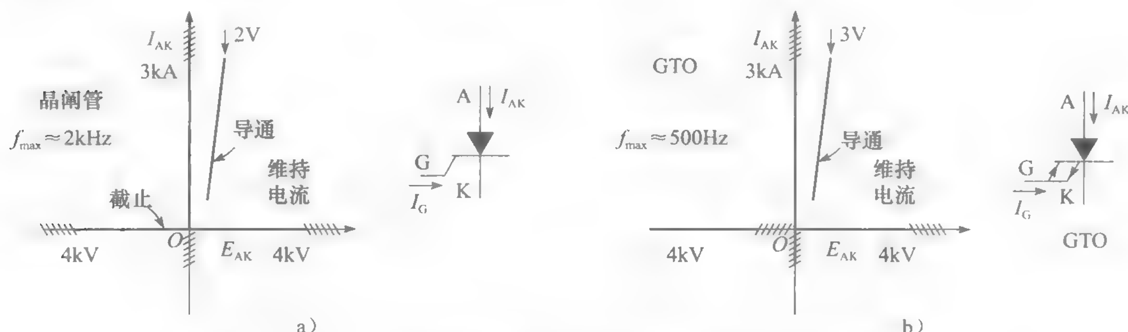


图21-51 GTO和晶闸管在开通和关断状态下的基本特性与限制值

如图21-51b所示，GTO只能承受正向电压而不能承受反向关断电压。此外，相比晶闸管其导通压降为3V而非2V。与晶闸管类似，GTO通过注入门极正向电流脉冲触发导通。为了保持导通，阳极电流必须不能小于GTO的维持电流。通过向门极注入持续几微秒的负向强电流脉冲，可关断GTO。为了确保关断，门极脉冲电流峰值应达到阳极电流的三分之一左右。GTO为大容量功率开关，可承受4000V电压，数千安培电流。

BJT的基本特性。双极结型晶体管，或称BJT，之所以称为双极是因为器件导通由其中电子流和空穴流作用产生。该晶体管由三个极组成，分别为集电极C、发射极E和基极B（见图21-52）。当基极电流I_B流入基极时，集电极电流I_C由集电极流向发射极。在基极电流足够大时，BJT进入饱和区，BJT工作于开关状态。在集电极电流保持额定时，集电极和发射极之间的压降E_{CE}为2～3V。当基极电流停止时，BJT关断。BJT的开通和关断特性如图21-52所示，其中还标示了集电极-发射极电压E_{CE}和集电极电流I_C的限制值。值得注意的是，BJT不能承受反向E_{CE}。功率晶体管在E_{CE}为1kV时能承受数百安培电流。为建立100A的集电极电流，相应的基极电流典型值为1A。

MOSFET的基本特性。电力MOSFET是一种电压控制型的三极器件，包含阳极、阴极，分别称为漏极D、源极S，还有栅极G（见图21-53）。当向栅极和源极之间施加并维持12V左右的电压E_{GS}时，漏极电流I_D流通。当E_{GS}低于门槛限制（大约1V）时，MOSEFT关断。栅极电流十分微弱，因此驱动该器件的功率很小。其开通和关断特性如图21-53所示，其中还标示了漏极电压E_{DS}和漏极电流I_D的典型最大值。MOSFET也不能承受反向E_{DS}。为此，在MOSFET两端反向并联二极管，如元件示意图所示。电力MOSFET的容量为500V（E_{CE}），100A（漏极电流）。额定电流时，元件工作在饱和状态，E_{DS}压降范围为2～5V。

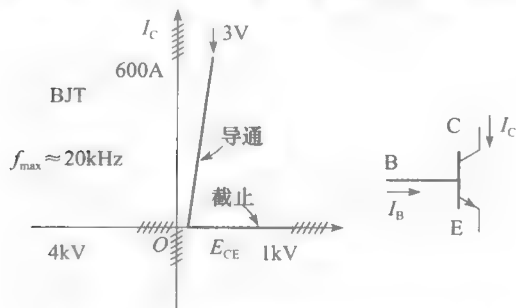


图21-52 BJT的基本特性与近似限制值

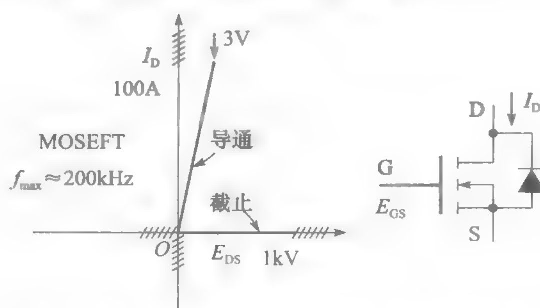


图21-53 MOSFET的基本特性与近似限制值

IGBT 的基本特性。IGBT 也是电压控制型开关，其各极与晶体管定义一致，称为集电极、发射极和基极。其开通和关断特性如图 21-54 所示，其中还标示了电压和电流的限制值。IGBT 的集电极电流相比 MOSFET 大得多，因此，IGBT 功率容量也更大。

BJT、MOSFET 和 IGBT 相比 GTO 有更快的导通与关断速度。这便使得这些器件可用在开关频率更高的电路。因此，电力电子电路中使用的变压器、电感和电容更小、更便宜。最大频率典型值如图 21-51～图 21-54 所示。高频的另一个优点在于半导体开关可以产生低频电压和电流，其波形和相位经过调整后几乎满足任何需要。

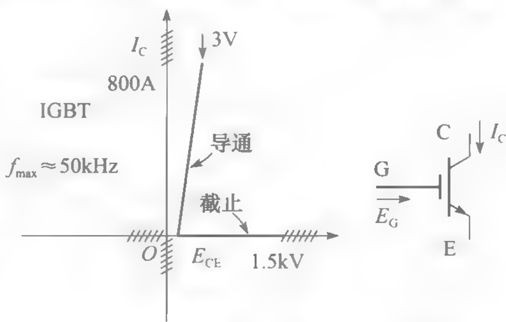


图 21-54　IGBT 的基本特性与近似限制值

21.37　直流变换器

在一些电力系统中需要将直流电从一种直流电压等级转变为另一种更高或者更低的直流电压等级。例如，在某一公共交通运输系统中，用 4000V 直流电压的架空线作为驱动公交车中 300V 直流电机的电源。又例如，用 12V 的电池给某一额定电压为 120V 的直流设备供能。在交流系统中，可以通过变压器轻松完成电压的上升或下降。但是在直流系统中，将需要一种完全不同的方式实现。这便涉及直流-直流开关变换器的使用，通常我们称为直流变换器。

假设需要将电力从一个高电压的直流电源 E_S 输送给一个低电压的直流负载 E_o。一种解决方法是在电源和负载之间串联一个电感，并且用开关周期性地导通和关断电路（见图 21-55）。为了实现能量的传递，假设开关闭合 T_1 时间段，此时，电感两端的压降E_S-E_o 与极性如图 21-56 所示。电感积累伏秒，并且使得电流 i 以固定速率上升，可由下式表示：

$$i=\frac{(E_S-E_o)t}{L}$$

在 T_1 时间段后（此时 i 到达 I_a，开关准备断开），电流

$$I_a=(E_S-E_o)T_1/L \tag{21.17}$$

电感储存的磁场能

$$W=\frac{1}{2}LI_a^2$$

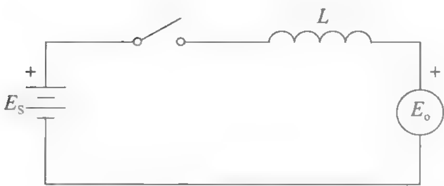


图 21-55　用电感传递能量

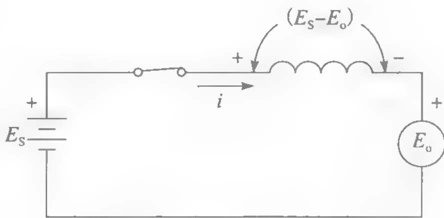


图 21-56　能量储存于电感之中

当开关断开（见图 21-57）电流降为零，所有储存的能量在开关两端以电弧形式消散。与此同时，由于电流下降极快，电感感应出高电压 e_L。该电压的极性与电流增加时电感两端的电压极性相反（对比图 21-56 与图 21-57）。此反向高电压表示电感迅速释放其之前逐步积累的伏秒。其结果导致电流迅速下降。

虽然当开关闭合时，有部分能量从电源 E_S 输送到负载 E_o，但是在每次开关断开时，都将有大量能量损耗。因此，电路工作效率很低。

如图 21-58 所示，可通过增加一个二极管支路来阻止能量的损耗。当开关闭合时，电流依然上升至 I_a。该阶段中，因为二极管的阴极电压相对阳极为正，二极管不导通，不起任何作用。当开关断开时，电流 i 再次开始下降，产生感应电势 e_L。但是 e_L 将不再继续上升至之前的高值，这是因为，一旦 e_L 超过 E_0，二极管阳极为正并导通。如果假设二极管压降可忽略，将得到 $e_L=E_0$。因为 E_0 一定，所以电感端电压也稳定。电流 i 将从 I_a 开始以一定速率下降。可由下式表示：

$$i = I_a - \frac{E_0 t}{L}$$

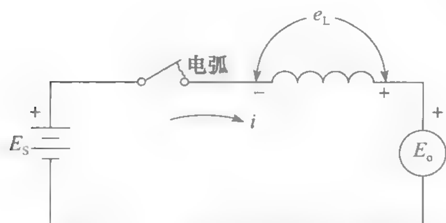


图 21-57 能量以电弧形式消散

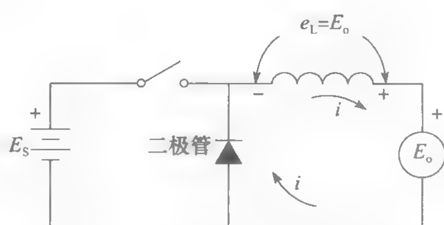


图 21-58 能量转换过程中没有损耗

经过 T_2 时间后，电流最终变为零。T_2 可以通过计算得到，因为在充电时间 T_1 所积累的伏秒与放电时间 T_2 所释放的伏秒相等。根据图 21-59，可以得到

V·s（充电时间段）=V·s（放电时间段）

$$A_{(+)} = A_{(-)}$$

$$(E_S - E_0)T_1 = E_0 T_2$$

因此，

$$T_2 = \frac{(E_S - E_0)T_1}{E_0} \quad (21.18)$$

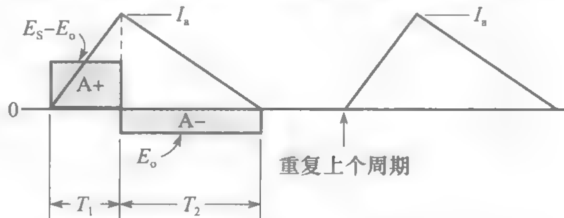


图 21-59 图 21-58 中的电感 E 和 I 示意图

当电流为零时，电感便已经将其所有储存的能量输送给负载 E_0。与此同时，二极管停止导通。这时可以重新闭合开关并持续时间 T_1，以此类推，周期循环。因此，该电路能够实现高电压直流电源向低电压直流负载的能量传输，并且不造成任何损耗。实际上，电感在相对高压（E_S-E_0）时吸收能量，而在低压 E_0 时释放能量。

此二极管有时候称为续流二极管，因为只要当开关断开，电路停止导通，二极管就自动开始续流导通。

电路中的开关器件通常采用 GTO、MOSFET 或 IGBT，因为这些器件的导通和截止状态可以由门极信号控制。通过开关、电感及二极管的共同作用，可以得到降压直流斩波变换器，即 buck 斩波器。

21.38 快速开关

电路工作时，通常不会让负载电流在零和 I_a 之间震荡。实际情况是：先闭合开关一段时间 T_1（如图 21-59 所示），直到电流到达所要求值 I_a，然后再快速闭合或断开开关，使电流以微小增量上升或下降。根据图 21-60a，开关闭合时间为 T_a，断开时间为 T_b。当开关断开时，负载电流由峰值 I_a 下降至较小值 I_b。这段时间内，电流流过电感、负载、续流二极管。电流下降速度与图 21-59 一致。

当电流下降至 I_b 时，开关重新闭合。因为二极管的阴极为（+），二极管电流迅速断流，此时电源输出电流 I_b。电流重新上升，当其到达 I_a 时（经过 T_a），开关重新断开。续

流二极管再次工作，周期重复。输至负载的电流在 I_a 和 I_b 之间波动（见图 21-60b）。其直流平均值 I_0 约等于 I_a，实际值等于

$$I_0 = (I_a + I_b)/2 \qquad (21.19)$$

负载电流基本稳定，只有较小纹波（见图 21-60b），电源输出电流由一系列尖脉冲组成，如图 21-60c 所示。这些脉冲的平均值为多少？可以发现在每段脉冲持续时间（T_a）内其值等于（$I_a + I_b$）$/2 = I_0$。因此，每周期（T）的平均电流 I_S 为

$$I_S = I_0(T_a/T)$$

也可表示为

$$I_S = I_0 D \qquad (21.20)$$

式中，I_S 是电源输出的直流电流（单位：A）；I_0 是负载吸收的直流电流（单位：A）；T_a 是开关闭合持续时间（单位：s）；T 是每个周期持续时间（单位：s）；D 是占空比$=T_a/T$。

电源、负载和二极管的电流波形如图 21-60a 所示。虽然这些波形波动且不连续，但是在各个阶段其仍然遵循基尔霍夫电流定律。

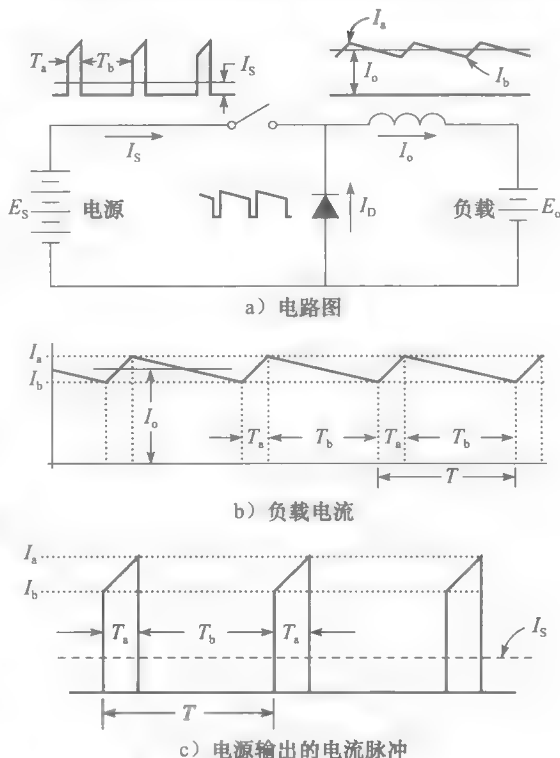


图 21-60 斩波电路中的电流

再看各功率变化情况，在理想情况下，开关、电感和续流二极管并不消耗能量，因此电源输出的直流功率必须等于负载消耗的直流功率，且有

$$E_S I_S = E_0 I_0$$

将上式代入式（21.20）。可以得到

$$E_0 = E_S \frac{I_S}{I_0} = E_S \frac{T_a}{T}$$

得到关系式

$$E_0 = DE_S \qquad (21.21)$$

式中，E_0 是变换器输出的直流电压（V）；E_S 是电源输出的直流电压（V）；D 是占空比。

式（21.21）表示可以通过调节占空比 D 的大小来控制直流输出电压 E_0。因此斩波器可等效为高效直流变压器，其中，D 即为“绕组匝数比”。对于某一给定的开关频率，可以通过改变开关的闭合时间 T_a 来控制占空比大小。

实际应用中，机械开关由电子开关取代，例如 IGBT 等。其开关频率可以达到 50kHz。如果要求的功率更大，则可应用 GTO，但是其频率只能达到 300Hz。

例 21-10 如图 21-60a 中的开关频率为 20Hz，在每个周期中开关闭合持续时间为 3ms。与负载 E_0 串联的直流电表指示电流 70A。

a. 如果用一直流电流表串联电源，其所指示的电流值为多少？

b. 每个脉冲的平均电流为多少？

解 a. 由式（21.20），可得

$$\text{周期 } T = \frac{1}{20} = 50\text{ms}$$

$$占空比 = \frac{T_a}{T} = \frac{3}{50} = 0.06$$

$$I_S = I_0 D = 70 \times 0.06 = 4.2\text{A}$$

b. 每个脉冲（持续时间 T_a）的平均电流为 70A。考虑到平均电流只有 4.2A，电源需要经过特殊设计才能够提供高达 70A 的电流脉冲。通过采用大电容跨接在电源两端。当电容放电时，释放大电流脉冲。◀

例 21-11 通过直流斩波器使 600V 的直流电源向 120V 的电池充电。电池平均电流为 20A，纹波峰峰值为 2A。如果斩波器频率为 200Hz，试计算：

a. 电源输出的直流电流；

b. 流入二极管的直流电流；

c. 占空比；

d. 电抗器的电感值。

解 电路如图 21-61a 所示，所要求的电池充电电流如图 21-61b 所示。电流充电电流在 19～21A 之间波动，其平均电流为 20A，且峰峰纹波为 2A。

a. 输入电池的功率

$$P = 120\text{V} \times 20\text{A} = 2400\text{W}$$

因此，电源输出功率也为 2400W。

电源输出的直流电流

$$I_S = P/E_S = 2400/600 = 4\text{A}$$

b. 为了计算流过二极管的平均电流，可以参考图 21-61a。电流 I_0 为 20A，I_S 为 4A。采用基尔霍夫电流定律，可计算二极管平均电流 I_D 等于

$$I_D = I_0 - I_S = 20 - 4 = 16\text{A}$$

c. 占空比

$$D = E_0/E_S = 120/600 = 0.2$$

$$T = I/f = 1/200 = 5\text{ms}$$

因此导通时间 T_a 等于

$$T_a = DT = 0.2 \times 5\text{ms} = 1\text{ms}$$

I_S 和 I_D 的波形分别如图 21-61c 和 d 所示。尖脉冲由电源提供。

d. 在 T_a 时间中，电感两端平均电压等于 (600－120)＝480V。

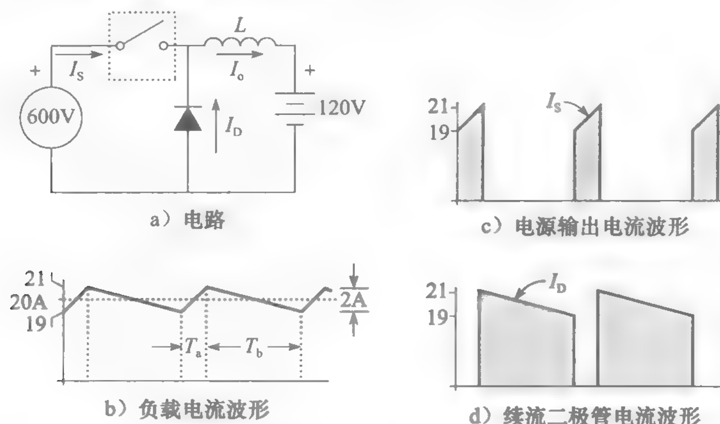


图 21-61　例 21-11 图

电感在这段时间内积累的伏秒为 $A_{(+)}=480\text{V}\times 1\text{ms}=480\text{mV}\cdot\text{s}=0.48\text{V}\cdot\text{s}$。而这段时间电流上升 2A；因此

$$\Delta T = A_{(+)}/L$$
$$2 = 0.48/L$$
$$L = 0.24\text{H}$$

因此电感值等于 0.24H。如果使用更大的电感，电流纹波将变小，但是直流电压和电流仍相等。◀

21.39 阻抗转换

前面章节已研究了由变换器输出功率至有源负载 E_0 的情况。还可运用变换器将高压直流电源 E_S 和低压负载电阻 R_0 相连接（见图 21-62）。式（21.20）和式（21.21）依然成立，可得 $E_0=I_0R_0$。此外，电源的视在电阻 R_S

$$R_S = E_S/I_S$$

由此可得

$$R_S = E_S/I_S = \frac{E_0/D}{I_0 D} = \frac{E_0}{I_0 D^2}$$

$$\therefore R_S = \frac{R_0}{D^2} \tag{21.22}$$

式中，R_S 是电源视在电阻（Ω）；R_0 是负载实际电阻（Ω）；D 是占空比。

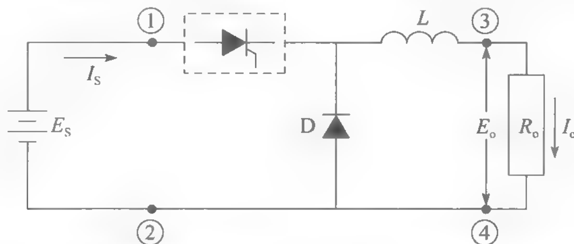


图 21-62 斩波器能使阻值固定的电阻 R_0 成为 1-2 端之间阻值可变的电阻

因此斩波器能够提高定值电阻的阻值，并且变换后的阻值由占空比决定。这样，斩波器与电压比为 D 的直流变压器相似。

例 21-12 图 21-62 中，斩波器工作频率为 4kHz，并且开关闭合时间为 20μs。试计算电源的视在电阻，已知 $R_0=12\Omega$。

解 占空比 $D=T_a/T=T_a/f=20\times10^{-6}\times4000=0.08$

根据式（21.22），可得 $R_S=R_0/D^2=12/(0.08)^2=1875\Omega$ ◀

通过本例可知，使用斩波器能够将某电阻的实际值放大很多倍。虽然斩波器与变压器有所类似，但是它们之间却存在着重大差异。其区别在于变压器允许功率双向流通——从高压侧到低压侧或者反向。降压斩波器却只能将功率从高压侧传递到低压侧。在很多情况下要求设备能够实现功率的双向流动，因此，有必要研究能够实现能量双向流动的直流-直流变换器。

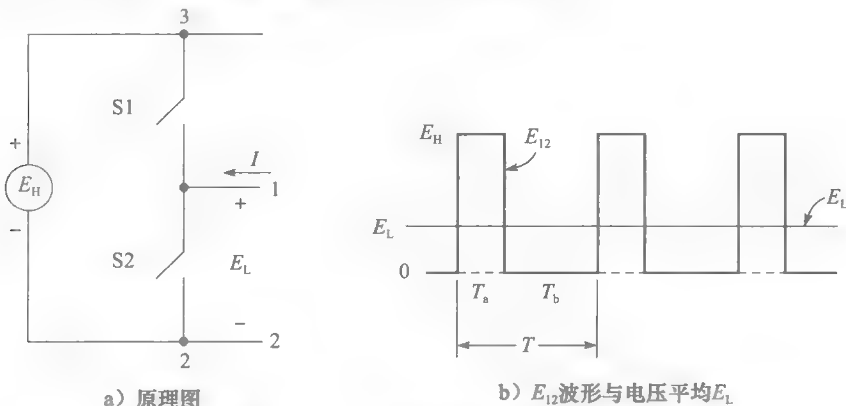
21.40 基本二象限直流-直流变换器

如图 21-63a 所示，两个机械开关 S1 和 S2 跨接于电源 E_H 两端。两个开关轮流闭合或断开，即当 S1 闭合时，S2 断开，反之亦然。每周期的时间为 T，S1 闭合时间 T_a。也就

是说，S1 的占空比 $D=T_a/T$，而 S2 的占空比为（1－D）。当 S1 闭合时，1 端电位与 3 端相同。因此在 T_a 时间内，输出电压 $E_{12}=E_H$。之后在 T_b 时间内，当 S1 断开，S2 闭合时，$E_{12}=0$。综上所述，输出电压在 E_H 和零之间变化（见图 21-63b)，其直流平均值 E_L 可由式（21.21)给定

$$E_L = DE_H$$

通过从 0 到 1 改变 D 值，就能控制 E_L 从 0 变至 E_H。



a）原理图　　b）E_{12}波形与电压平均E_L

图 21-63　二象限直流-直流变换器

由图 21-63a 可见，显然电路左侧的 1、2 端不会从不开路。例如，如果电流 I 流入 1 端，则该电流一定会经过 S2（如果 S2 闭合）或者经过 S1 和电源 E_H（如果 S2 断开）回到 2 端。因为两个开关中总有一个是闭合的，所以不管电流方向如何其总能够流通。这是该变换器的重要特性。之所以称为双象限变换器是因为电流 I 能够双向流通，而直流电压 E_L 的极性却一直固定。实际上，由于 E_H 的极性，1 端相对 2 端总是为（＋）。

假设要使直流功率从 E_{12} 传递至某一负载，例如一节电池，并且电池的直流电压 E_{52} 值等于 E_0（见图 21-64）。已知 E_{12} 阶跃变化时，E_0 却保持恒定，为了避免产生短路电流，在两者之间必须添加缓冲电路。可以在 1 端和 5 端之间放置一个电阻，但是这样会产生 I^2R 损耗而减小变换器的效率。如图 21-64 所示，最好的方法是增加电感 L。这样不但有利于防止交流电流流过，而且对直流不存在影响。负载内阻 R 较小。

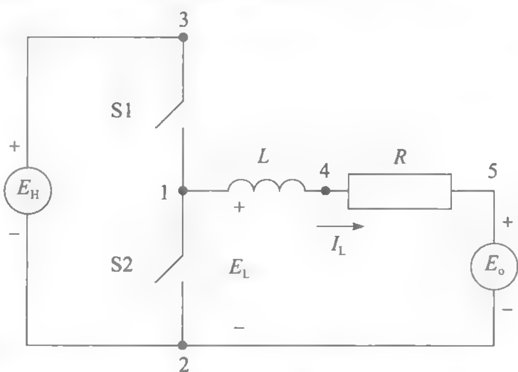


图 21-64　功率能由 E_H 传向 E_o，反之亦然

假设电源电压 E_H 和占空比固定。因此，1、2 端之间的直流分量 E_L 保持恒定。如果 E_0 刚好等于 E_L，则将不存在直流电流，不存在功率交换。但是如果 E_0 比 E_L 小，电流 I_L 从 1 端流向 5 端。其大小可表示为

$$I_L = (E_L - E_0)/R \tag{21.23}$$

功率 $E_L I_L$ 将从 1、2 端流向电池。该直流功率只能来自高电压源 E_H。在这种工作模式下，由于 E_0 小于 E_L，变换器与 21.37 节提到的降压（buck）斩波器类似。功率由高电压 E_H 流向低电压 E_0。

另一方面，如果 E_0 大于 E_L，直流电流 I_L 将从 5 端流向 1 端。其大小是 $I_L=(E_0-$

E_L)/R。功率由电池低压侧 E_0 传递给高压侧 E_H。这种工作模式中，E_0 大于 E_L，变换器与升压（boost）斩波器类似。

图 21-63a 所示系统的机械开关可以实现直流功率的双向流动，即从高压侧流向低压侧，反之亦然。同样，在 E_L 极性保持恒定时，电流可以反向，所以该 buck/boost 变换器工作在两个象限。

下面通过例题来进一步理解这种变换器的工作方式。

例 21-13 某一 buck/boost 变换器满足下列运行参数（见图 21-65）：

$E_H=100V$，$E_0=30V$，$R=2\Omega$，$L=10mH$，开关频率 = 20kHz，S1 占空比为 0.2。试计算：

a. 直流电流 I_L 的大小和方向；

b. 直流电流的纹波峰峰值大小。

解 根据图 21-65，$E_L=DE_H=0.2\times100V=20V$。

因为电池电压高于 E_L，电流 I_L 由 5 端流向 1 端。其平均值等于

$$I_L=(30V-20V)/2\Omega=5A$$

周期 $T=1/f=1/20\,000=50\mu s$

因此，S1 闭合时间 $T_a=0.2\times50\mu s=10\mu s$，而 S2 闭合 $40\mu s$。

为了计算纹波峰峰值，先分析 S2 闭合时（见图 21-66）的电路情况。假设电流 i 暂时等于 5A，电感端电压 E_{41} 等于电池电压减去电阻压降 IR，$E_{41}=30V-5A\times2\Omega=20V$。已知 I_L 流入 4 端，并且 4 端相对 1 端为（+），I_L 增加。S2 闭合 $40\mu s$，电感积累伏秒，磁场能量为 $20V\times40\mu s=800V\cdot\mu s$。因此电流上升 $\Delta I=800V\cdot\mu s/10mH=0.08A$。

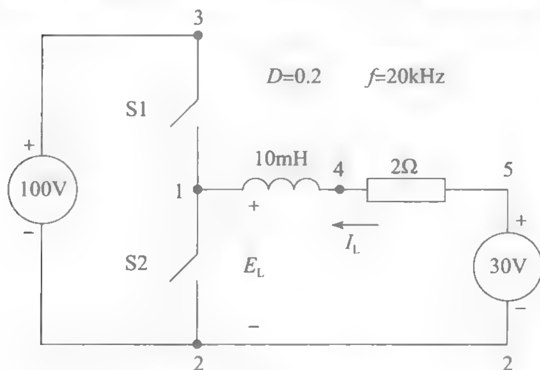


图 21-65 例 21-13 电路

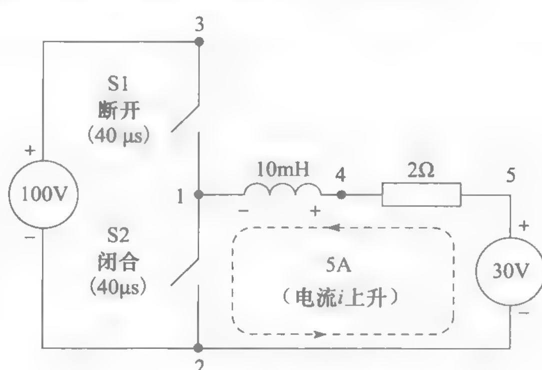


图 21-66 例 21-13 图

当 S1 闭合时刻，电流为 5A（见图 21-67）。电感端电压变为 $100V-(30-10)V=80V$，但是 4 端相对 1 端为负。电流 i 下降。$10\mu s$ 中释放 $80V\times10\mu s=800V\cdot\mu s$。电流变化 $\Delta I=800V\cdot\mu s/10mH=0.08A$。

注意，当 S1 闭合时，所下降的电流值与之前 S1 断开时上升的电流值相等。因此，纹波峰峰值等于 0.08A。直流电流在 5.04～4.96A 之间波动（见图 21-68）。直流电流功率从低压电池侧流向高压电流侧。变换器工作在升压模式。◀

注意，如果占空比上升至 0.45，E_L 值将上升至 $100\times0.45=45V$。电流将反向流入电池，其值等于 $(45V-30V)/2\Omega=7.5A$。直流功率由 100V 电源输向电池，并使后者充电。这时，变换器工作在降压状态。因此通过简单地调节占空比，就能够实现由升压状态到降压状态的改变。图 21-65 为降压/升压斩波器的电路示意图。

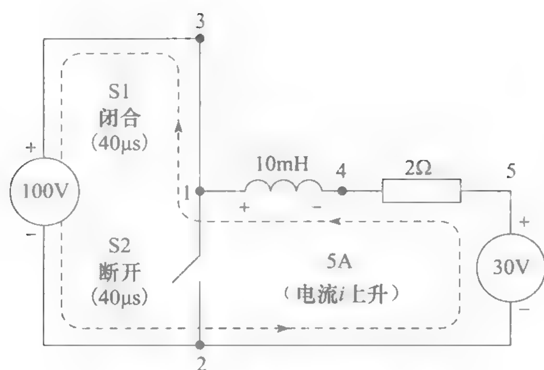


图 21-67　例 21-13 电路图

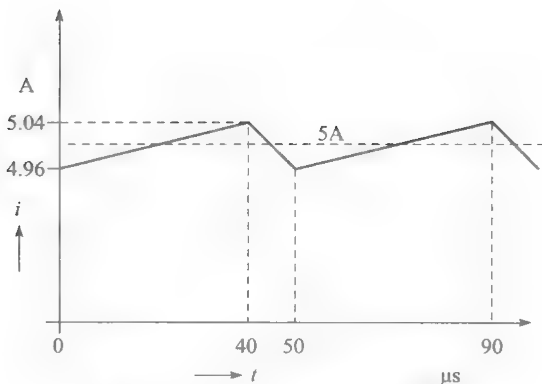


图 21-68　例 21-13 中的电流波形

21.41　二象限电子变换器

图 21-66 与图 21.67 给出了升压变换器的电流流向。如果变换器工作在降压模式，电流流过的路径一致但方向相反。对于机械开关而言，由于其并不存在极性区别，电流双向流动并无大碍。但是在实际应用中，使用电子开关代替机械开关，电子开关只允许流过单向电流。因此，通常要采用与相应半导体 Q1、Q2 开关反向并联的二极管实现电流双向流通（见图 21-69）。开关上标示的箭头标示允许的电流流向。例如，当电流流入 1 端，其能通过二极管 D1 与电源 E_H 或者通过闭合的 Q2，到达 2 端。

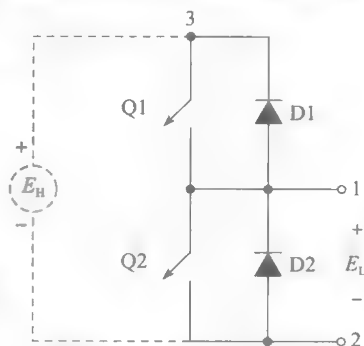


图 21-69　二象限电子变换器

类似地，如果电流从 1 端流出，其能经由二极管 D2 或者经由闭合的 Q1 与 E_H 流通。

在图 21-69 中，Q1 和 D1 一起完成机械开关 S1 的工作，Q2 和 D2 一起代替机械开关 S2。图 21-69 即为二象限电子变换器的基本电路。如果在 3、2 端之间存在直流电压 E_H，变换器将在 1、2 端之间输出直流电压 E_L，并且满足 $E_L=DE_H$，式中，D 代表 Q1 的占空比。

值得注意的是，Q1 和 Q2 不能同时闭合，否则将引起电源 E_H 的短路。因此，必须存在某个极短的时间段，在这段时间内两个开关都断开，这时间称为死区时间。在这段时间内，电流经过某二极管续流。

功率能够从高电压侧流向低电压侧，反之亦然。功率的流向取决于相对电压和占空比。如图 21-69 所示，二象限变换器是大多数开关变换器的基本组成模块。

21.42　四象限直流-直流变换器

二象限变换器只能适用于单极性负载。因此，在图 21-69 中，对于给定极性的 E_H，1 端相对 2 端只能为（+）。如果使用四象限变换器就能打破该限制。如图 21-70 所示，其由两个二象限变换器构成。变换器 A 支路中的开关 Q1、Q2 轮流开、合，同样 B 支路中的 Q3、Q4 也轮流开、合。两者的开关频率 f_c（假设为 100kHz）一致。并且 Q1 和 Q4 同时闭合或关断，Q2 和 Q3 也同时闭合或关断。因此，如果 Q1 的占空比为 D，则 Q4 的占空比也为 D，且 Q2 和 Q3 的占空比都为（$1-D$）。

A 端和 2 端之间的直流电流 E_A 可表示为

$$E_A = DE_H$$

B端和2端之间的直流电流 E_B 可表示为

$$E_B = (1-D)E_H$$

因此A端和B端之间的直流电压 E_{LL} 为 E_A 与 E_B 的差值，即

$$E_{LL} = E_A - E_B = DE_H - (1-D)E_H$$

因此

$$E_{LL} = E_H(2D-1) \qquad (21.24)$$

当 $D=0.5$ 时，由式（21.24）可得直流电压为零。此外，输出电压随 D 线性变化，当 $D=1$ 是为 $+E_H$，当 $D=0$ 时为 $-E_H$。输出电压的极性要么为正要么为负。且如果某设备接于A、B之间，则流过该设备的直流电流要么是从A到B要么从B到A。因此，图21-70所示变换器能够实现四象限运行。

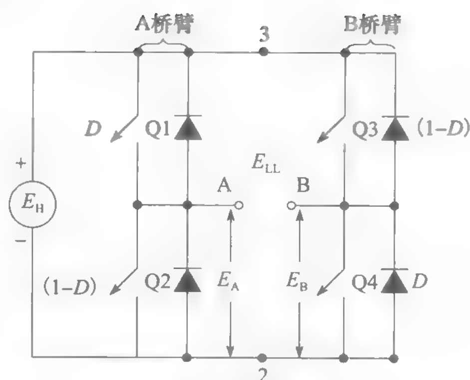


图21-70 四象限直流-直流变换器

瞬时电压 E_{A2} 和 E_{B2} 都在零和 $+E_H$ 之间快速波动。图21-71给出了 $D=0.5$ 时的相应波形。而图21-72为 $D=0.8$ 时候的相应波形。可以发现A、B端间的瞬时电压 E_{AB} 始终在 $+E_H$ 和 $-E_H$ 之间震荡。实际上，A、B端间的高频分量会被滤除。因此只有直流分量 E_{LL} 对连在A、B间的外部设备供电。

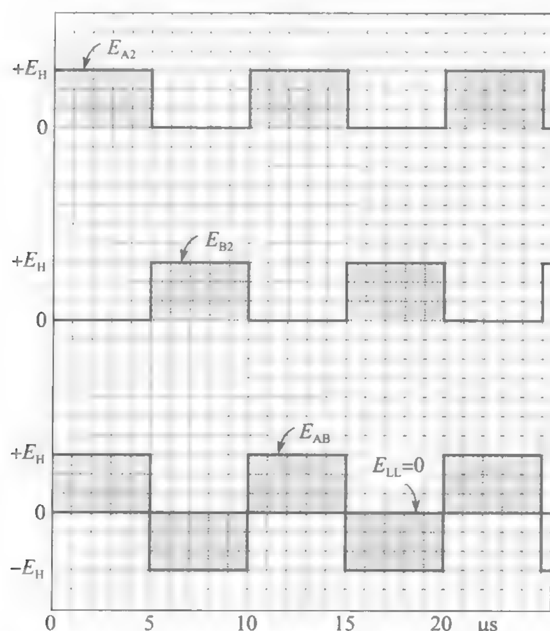


图21-71 当 $D=0.5$ 时，输出的电压波形。平均电压为零，一周期时间为10微秒

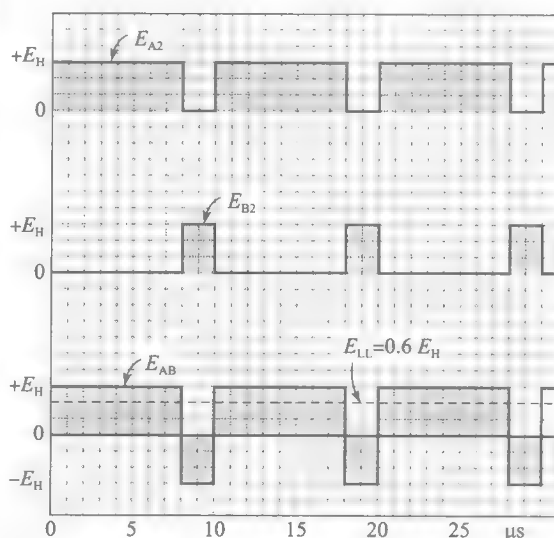


图21-72 当 $D=0.8$ 时，输出的电压波形。平均电压 E_{LL} 为 $0.6E_H$

变换器为无源负载 R 提供直流功率的结构框图如图21-73所示。功率由电源 E_H 提供，E_{LL} 的大小和极性能够通过占空比 D 的改变而改变。并假定开关频率 f_c 为几千赫兹。电感 L 和电容 C 起滤波作用，使得流过电阻的直流电流可以忽略纹波。由于开关频率很高，电感和电容值很小，因此滤波器件十分便宜。

直流电流和电压满足功率守恒公式 $E_H I_H = E_{LL} I_L$。式中，忽略了开关损耗、与 D 及 f_c 的输入信号相关的微小的控制功率。

如图 21-74 所示，变换器连接于某一电压为 E_0 的有源设备，并且该设备要么作为电源要么作为负载。如果需要，E_0 的极性可以与图 21-74 中所示相反。

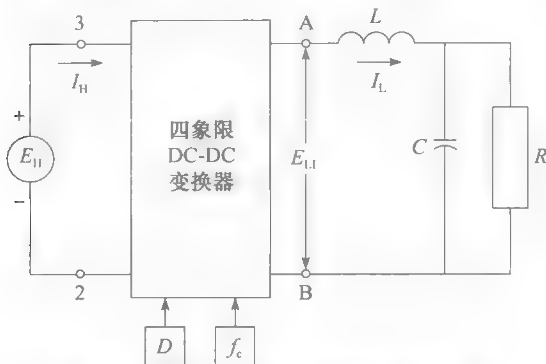


图 21-73　四象限直流-直流变换器为无源直流负载 R 供能

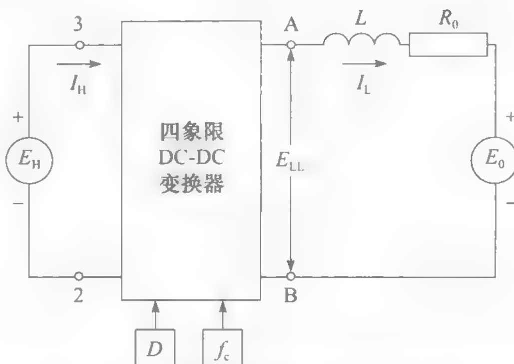


图 21-74　四象限直流-直流变换器为有源直流电源 E_0 供电

在所有上述条件下，都可以通过调节占空比 D，使功率从 E_H 流向 E_0，反之亦然。这种四象限直流-直流变换器的功能相当强大。

电感 L 是变换器的重要组成部分。其能够在一个电压等级（高或低）时吸收能量，在另一个电压等级（低或高）时释放能量。电感能够自动完成上述过程，并对电子开关与占空比调节作出反应。

21.43　开关损耗

所有半导体开关（如 GTO、MOSFET 和 IGBT）都存在损耗，损耗使得元件的温度上升，开关效率降低。这些开关的所有功能都基本相同，以 GTO 为例，其开关过程涉及下列 4 个时间。

1. 导通瞬间 T_1：GTO 中的电流迅速上升，而电压迅速下降。

2. 导通持续时间 T_2：电流保持恒定值 I_T，GTO 导通压降为 2 到 3V。

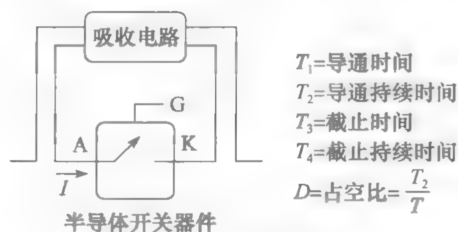
3. 截止瞬间 T_3：GTO 中的电流迅速下降，而电压迅速上升。

4. 截止持续时间 T_4：GTO 中的电流为零，而正向电压相对较高。

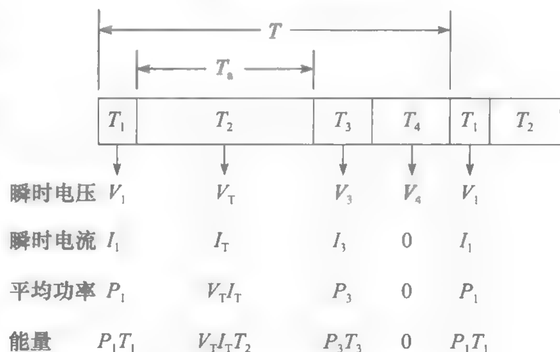
$T_1+T_2+T_3+T_4$ 的总和等于每个周期 T，即等于 $1/f_c$，其中，f_c 为开关频率。

在每个时刻，GTO 消耗的瞬时功率都等于瞬时端电压乘以流过其地瞬时电流。实际上，每个周期的平均功率损耗更重要，因为这个参数将决定 GTO 的温升。平均功率等于 GTO 在整个周期内消耗的能量除以 T。

因为在导通瞬间和截止瞬间 GTO 端电压值较大，其值远大于导通维持状态时的 2～3V。因此，这些时刻的瞬时功率损耗较高。



a）GTO模型与缓冲器



b）GTO开关工作的四个阶段

图 21-75　GTO 开关过程

GTO的阳极、阴极和门极如图21-75a所示。此外还增设了缓冲器。缓冲器是由R、L、C元件构成的辅助电路（通常还包含半导体器件），通过缓冲器控制阳极电压E_{AK}与阳极电流I的幅值和上升速率。因此，缓冲器的作用是帮助换流和减少GTO的损耗。

图21-75b给出了开关工作四个阶段中各阶段的电压、电流、功率和能量。例如，在T_1阶段，GTO的瞬时电压为V_1，瞬时电流为I_1，瞬时功率损耗为P_1。因此，该阶段的能量损耗为P_1T_1。另外，因为电流为零，所以在T_4阶段，能量损耗为零。

每个周期中以热能形式消散的总能量可表示为

$$\text{能量} = P_1T_1 + V_TI_TT_2 + P_3T_3 \tag{21.25}$$

之前提过的导通时间T_a等于T_2。其与T的关系仍然满足$T_a=DT$，其中，D表示占空比。因此可得

$$T_2 = DT$$

代入式（21.25），可得

$$\text{耗散的能量} = P_1T_1 + V_TI_TDT + P_3T_3 \tag{21.26}$$

总的功率损耗为该能量除以周期T

$$\text{损耗} = \frac{P_1T_1 + V_TI_TDT + P_3T_3}{T}$$

考虑到$T=1/f_c$，可得

$$\text{损耗} = P_1T_1f_c + V_TI_TD + P_3T_3f_c \tag{21.27}$$

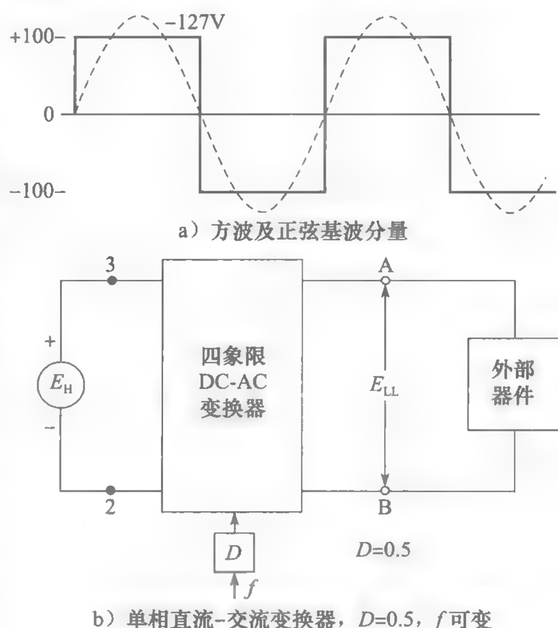
由式（21.27）可知影响GTO功率损耗的因素和温度上升的原因。可以得到，当开关频率f_c和占空比上升时，损耗上升。同时，如果导通和截止时间能更短，损耗也将有所下降。这便是MOSFET和IGBT的一大优势，它们的导通和截止时间（T_1和T_3）极短，因此它们的工作频率相对GTO可以更高。

除了阴极、阳极间的损耗，也不能忽略门极电压和电流造成的损耗（尽管更加微小）。但是在这里并没有计及它。

前面已经学习了二象限和四象限直流-直流开关变换器。下面将学习直流-交流四象限变换器。

21.44 直流-交流方波变换器

参考图21-70和图21-71所示的四象限变换器，当占空比D为0.5时，直流输出电压E_{LL}为零。但是，E_{LL}的瞬时值在$+E_H$和$-E_H$之间对称波动，波动速率由开关频率决定。因此，当D为0.5时，变换器能将直流电压E_H转变为方波交流电压。方波频率变化范围可从每小时几个周期到几百千赫兹。如果直流输入电压为100V，则输出电压E_{LL}在$+100\sim-100$V变化（见图21-76a）。波形包含正弦基波分量，其峰值为$1.27E_H$。因此，基波有效值为$1.27E_H/\sqrt{2}=0.90E_H$。如果在A、B端之间增加一个外部装置（见图21-76b），功率便能从直流侧流向交流侧，反之亦然。



a）方波及正弦基波分量

b）单相直流-交流变换器，D=0.5，f可变

图21-76 直流-交流变换器

虽然频率能够在一个较宽范围变化，但是该方波变换器只能输出在 $+E_H \sim -E_H$ 脉动的波形。另外，波形所包含了不需要的 3 次、5 次、7 次谐波。

21.45　直流-交流 PWM 变换器

在学习四象限直流-直流变换器时，已得到其输出平均电压为

$$E_{LL} = E_H(2D-1)$$

图 21-77a 中的四象限直流-直流变换器工作在几千赫兹的固定开关频率，并称为载波频率。假设占空比设置为 0.8，E_{LL} 的平均值等于

$$E_{LL} = E_H(2 \times 0.8 - 1) = 0.6E_H$$

该平均值与输出电压波形 E_0 如图 21-77b 所示，其中，E_0 仍然在 $+E_H \sim -E_H$ 脉动。但是，通过 L1 和 L2 之间的滤波器，能够滤除频率为 f_c 的高频分量并在输出端口获得所需的直流电压。值得注意的是，正向电压脉冲的持续时间比反向脉冲持续时间要长。

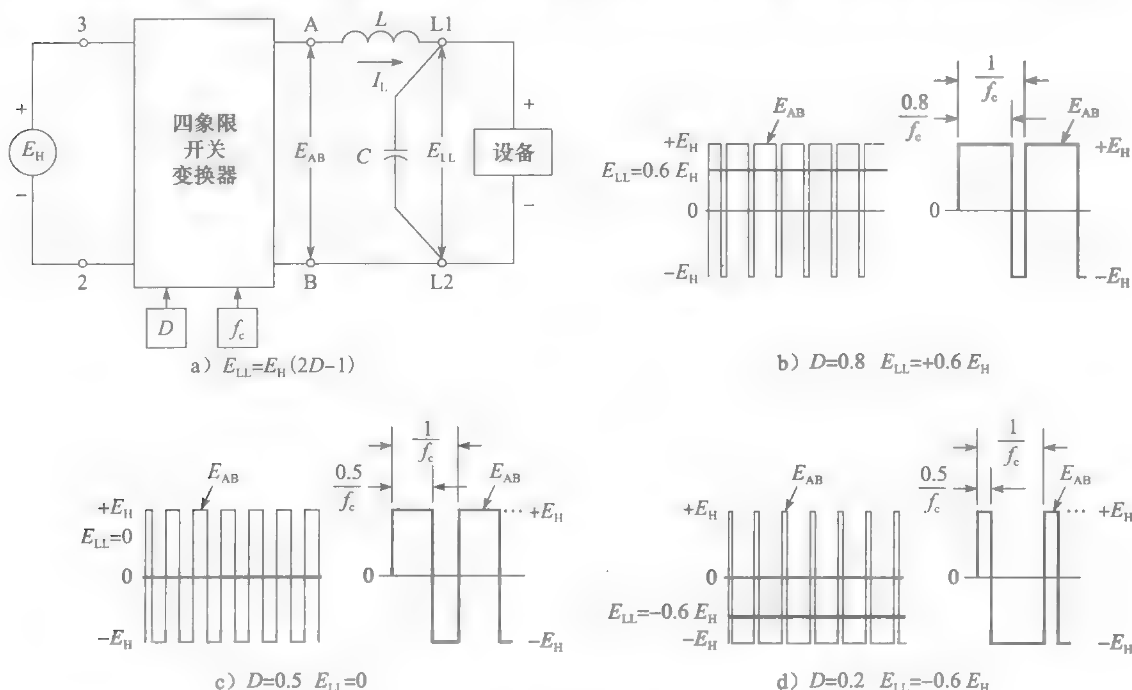


图 21-77　四象限直流-交流变换器，载波频率为 f_c

如果设定 D 为 0.5，平均输出电压 E_{LL} 将变为零，E_0 仍在 $+E_H \sim -E_H$ 脉动（见图 21-77c）。但是此时正向电压脉冲的持续时间与负脉冲的持续时间相等。

如果设定 $D=0.2$，将发现 E_{LL} 的平均值变为 $-0.6E_H$。此时正向电压脉冲的持续时间要比负脉冲短，这也正是平均（直流）输出为负的原因。

现在假设 D 周期性变化，即以远低于载波频率 f_c 的频率 f 在 $D=0.8$ 和 $D=0.2$ 之间变化（见图 21-78）。这样一来，输出电压 E_{LL} 便在 $+0.6E_H \sim -0.6E_H$ 变化。滤波后 L1、L2 端输出的电压是频率为 f 的方波。

相比图 21-76a 输出的方波而言，该方波最大的优势在于 E_{LL} 的幅值及其频率 f 任意可控。例如，如果 $E_H=100\text{V}$，设定占空比在 $D=0.65$ 与 $D=0.35$ 之间以频率 73Hz 变化，则输出方波将在 +30～−30V 以 73Hz 频率变化。一般要求载波频率 f_c 至少要比所需输出频率 f 大 10 倍以上。

图 21-79 与图 21-78 类似，区别在于方波向右平移了角度 θ。只要简单地延迟占空比信号，就能实现此类相移。

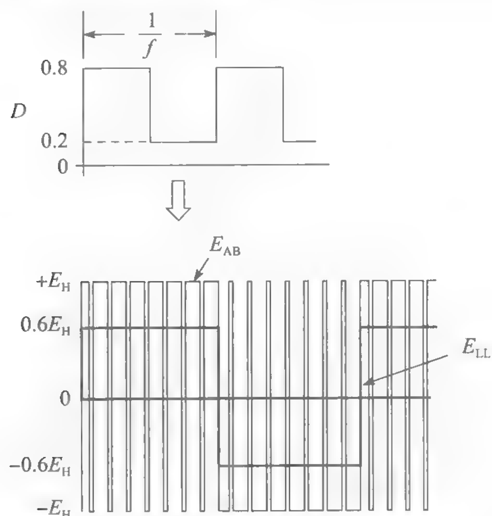


图 21-78 通过改变 D 来控制频率和幅值

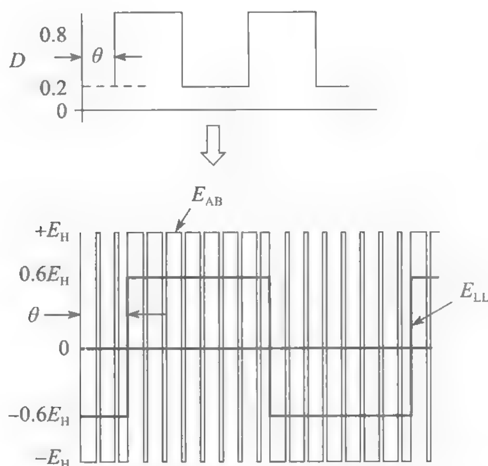


图 21-79 通过改变 D 来控制频率、幅值和相位

图 21-80 中占空比在 0.8～0.2 之间以三角波形式变化。这使滤波后输出电压 E_{LL} 在 $+0.6E_H \sim -0.6E_H$ 之间按三角波变化。显然，四象限变换器能够输出各种形状的电压波形。只要简单地改变占空比模式就能实现频率、相角、幅值和波形的变化。观察图 21-77 至图 21-80，可发现 D 的变化将导致脉冲宽度的改变。这类控制波形变化的过程称为脉宽调制（PWM）。

另外，该变换器的功率在各类条件下都能够实现从直流侧至交流侧的流动，反之亦然。其原因是不管输出电压极性如何，电流方向都可以任意选择。此外，交流输出阻抗很小，因为输出端实际上连接于直流电源 E_H，而后者本身的内阻就很小。

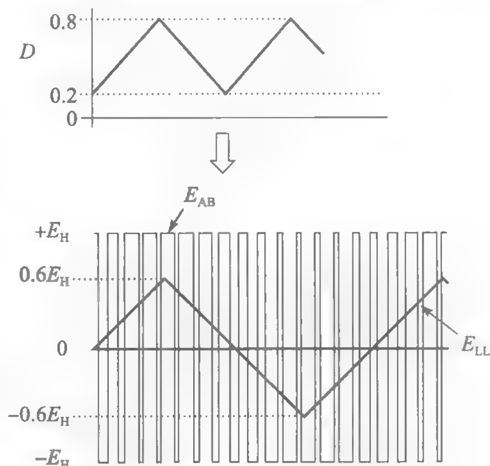


图 21-80 通过改变 D 控制波形

21.46 直流-交流正弦波变换器

为了得到所需的输出电压，首先要确定占空比模式。如图 21-81 所示，电压 $E_{LL(t)}$ 的波形和频率是可调节的。应用式（21.24）可以得到

$$E_{LL(t)} = E_H(2D_{(t)} - 1)$$

可以推出

$$D_{(t)} = 0.5\left(1 + \frac{E_{LL(t)}}{E_H}\right) \tag{21.28}$$

因此，已知 E_H（其值固定）和所需 $E_{LL(t)}$（时间函数）的条件下，$D_{(t)}$ 作为一个时间函数其波形是可确定的。例如，如希望输出电压 E 等于

$$E = E_m \sin(360ft + \theta)$$

根据式（21.28），可得 $D_{(t)}$

$$D_{(t)} = 0.5\left[1 + \frac{E_m}{E_H}\sin(360ft + \theta)\right] \tag{21.29}$$

图 21-81　能够输出任意波形的四象限变换器

E_M/E_H 比值称为调幅比，由 m 表示。因此，为输出所需正弦波，占空比表达式为：

$$D_{(t)} = 0.5[1 + m\sin(360ft + \theta)] \tag{21.30}$$

式中，f 单位为赫兹，t 单位为秒，θ 单位为度。

f_c/f 比值称为调频比，由 m_f 表示。

例 21-14 某一 200V 直流电源连接于四象限变换器，载波频率为 8kHz。要求输出有效值 120V，频率 97Hz，滞后相角 35°的正弦波形。试计算调幅比、调频比，及占空比表达式。

解　输出电压 E_m 峰值为

$$E_m = 120\sqrt{2} = 170\text{V}$$

调幅比为

$$m = E_m/E_H = 170/200 = 0.85$$

调频比为

$$m_f = f_c/f = 8000/97 = 82.47$$

D 表达式为

$$D_{(t)} = 0.5[1 + 0.85\sin(360 \times 97t + 35)] \tag{21.31}$$ ◀

21.47　正弦波的产生

为了更好地理解 PWM 的工作原理，首先要明确以怎样的开关顺序才能使图 21-70 所示 A、B 端间输出正弦波。首先设定：

所要求交流电压峰值：100V

所要求频率：83.33Hz

载波频率：1000Hz

直流电源电压 E_H：200V

开关规律：Q1 和 Q4 同时闭合或断开，Q2 和 Q3 也同时闭合或断开（见图 21-70）。

由此可得：

基波频率 83.33Hz 对应的周期时间

$$T = 1/f = 1/83.33 = 0.012\text{s} = 12\,000\mu\text{s}$$

该周期与 360°电角度相对应。

载波频率周期

$$T_c = 1/f_c = 1/1000s = 1\text{ms} = 1000\mu\text{s}$$

每个基波周期内包含的载波周期数＝12 000μ/1000μs＝12。

载波周期覆盖的间隔角度（对应于基频）＝360°/12＝30°。每个基波电压周期可分为12个间隔。

正弦波形的正半周如图21-82所示，每30°用A～G对应标记。A时域平均电压为零。该时段占空比等于：

$$D=0.5\left(1+\frac{E_{LL(t)}}{E_H}\right)=0.5\left(1+\frac{0}{200}\right)=0.5$$

B时段的平均电压为100sin30°＝50V。该时段占空比等于：

$$D=0.5\left(1+\frac{E_{LL(t)}}{E_H}\right)=0.5\left(1+\frac{50}{200}\right)=0.625$$

C时段的平均电压为100sin60°＝86.6V。该时段占空比等于：

$$D=0.5\left(1+\frac{86.6}{200}\right)=0.716$$

以此类推，可计算D值直到整个周期(360°)结束。计算结果如表21-5所示。H～L时段表示83.33Hz正弦波形负半周。

得到每个时段的占空比后，Q1和Q4闭合的对应时间便可以确定。例如，在B时段中，它们必须闭合$0.625\times1000\mu s=625\mu s$。而Q2和Q3则在剩余时间$1000-625=375\mu s$内闭合。注意，当Q1和Q4闭合时，$E_{AB}$为正；而当Q2和Q3闭合时，$E_{AB}$为负。因此，在B时域中，$E_{AB}$持续625μs均为＋200V，持续375μs均为－200V。这些(＋)和(－)脉冲如图21-83所示。

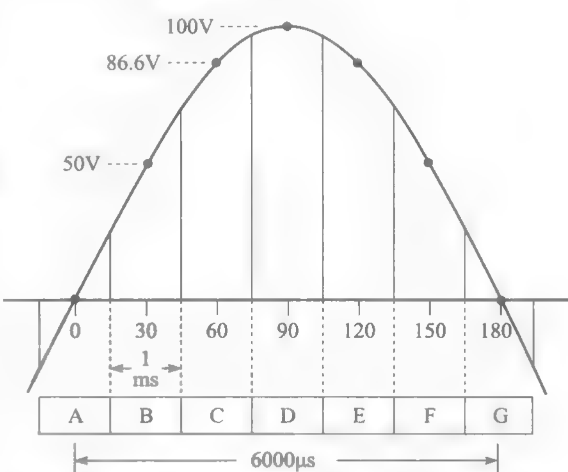


图21-82 基频为83.33Hz的电压波形正半周期可分为六个载波周期，每个周期持续1ms

表21-5 输出正弦波

角度/°	E_{AB}/V	D	Q1、Q4闭合时间/μs	Q2、Q3闭合时间/μs	时域
0	0	0.5	500	500	A
30	50	0.626	625	375	B
60	86.6	0.716	716	284	C
90	100	0.75	750	250	D
120	86.6	0.716	716	284	E
150	50	0.625	625	375	F
180	0	0.5	500	500	G
210	−50	0.375	375	625	H
240	−86.6	0.284	284	716	I
270	−100	0.250	250	750	J
300	−86.6	0.284	284	716	K
330	−50	0.375	375	625	L
360	0	0.5	500	500	M

可以发现，虽然载波周期固定（＝1000μs），但是脉冲的宽度可以持续改变。这就是此类调节方式称为脉宽调制或PWM的原因。图21-83所示的脉冲在正负之间持续变化，因此称为双极性PWM。

值得一提的是，在每个开关时段（A、B、C等）中，200V正脉冲的面积减去200V负脉冲的面积等于该时段正弦波的伏秒面积。由此可得，图21-83中，以虚线表示的正弦波形的正向面积等于7个正脉冲面积减去6个负脉冲面积。负半周期亦是如此。

产生正弦波形的另一种开关控制方式如图21-84所示。其中，在正半周期所有脉冲为正，而在负半周期所有脉冲为负。同样，在前180°中的5个正向脉冲的面积总和等于该时间段的正弦波面积。这类控制方式称为单极性PWM。

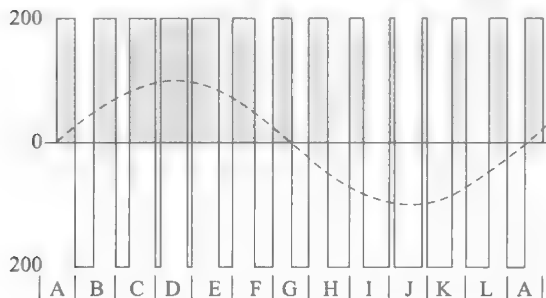


图21-83 双极性调制对应的正弦分量

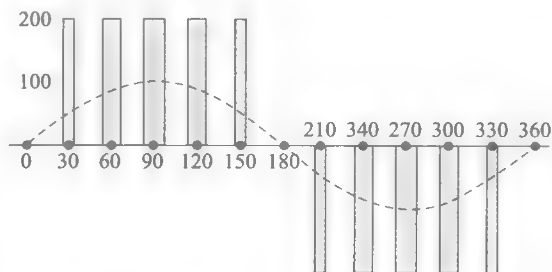


图21-84 单极性调制对应的正弦分量

开关顺序还有其他很多类型，这里不再一一讨论。大多数开关顺序由计算机控制。通过上述介绍的脉宽调制的简单方法，有助于理解脉宽调制的基本原理。

图21-83和图21-84所示的脉冲序列形状与正弦波相差较大，但滤除了1000Hz的载波频率后，将能输出令人满意的正弦电压，本例中载波频率为基频83.3Hz的12倍。

载波频率越高，输出的波形更好，这是因为提高载波频率将对正弦波进行更多采点，滤波也更加容易。但是高频将提高IGBT的开关损耗。

21.48 PWM脉冲列的产生

为了将所需电压波形转变为PWM形式，波形将细分为很多微小的时段。每个时段的持续时间等于载波频率对应的周期 T。前面的章节已经介绍过相应的计算方法。实际上，可以使用十分巧妙的方法产生来PWM脉冲。

变换器的一条支路如图21-85所示，假设所要求电压 $E_{L(t)}$ 为如图21-86a所示的正弦波形。并且输入变换器的直流电压 E_H 恒定。

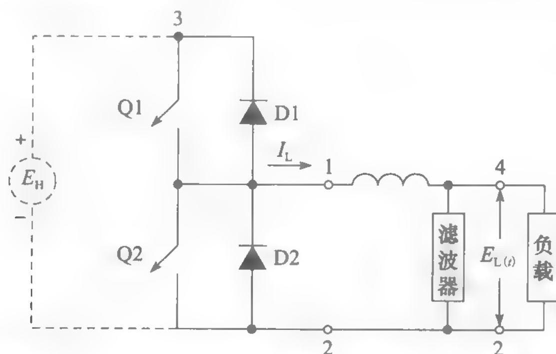


图21-85 某双象限PWM变换器及其负载。滤波电路滤除不需要的载波频率分量

欲将连续波形 $E_{L(t)}$ 转变为幅值为 E_H、周期为 T 的脉冲序列，且每个脉冲的导通时间为 T_a。为了得到上述结果，先绘制一系列等腰三角波，每个三角波的底为 T，高为 E_H。显然三角波的边将与 $E_{L(t)}$ 波形相交（见图21-86a）。

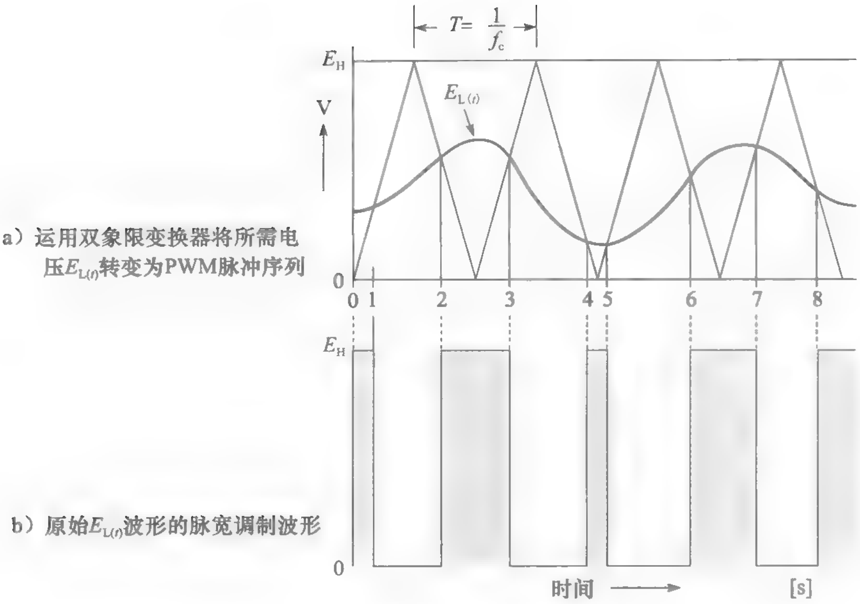


图 21-86　PWM 脉冲列的产生

然后遵循下列规则：当 $E_{L(t)}$ 高于三角波时，导通 T_a 时间；当 $E_{L(t)}$ 低于三角波时，停止导通。因此，输出电压在 0～1、2～3、4～5、6～7 等时域为 $+E_H$。而在其他时域关断，电压为零。得到对应原始信号 $E_{L(t)}$ 的脉冲序列用阴影标记（见图 21-86b）。如果滤除载波频率，将在负载端得到光滑的 $E_{L(t)}$ 信号。

实际上，图 21-86a 的周期 T 很短。采用更高的载波频率，所得到的 PWM 脉冲序列将更能准确反映原始信号 $E_{L(t)}$。同时，采用更高的载波频率将有效简化滤波电路。

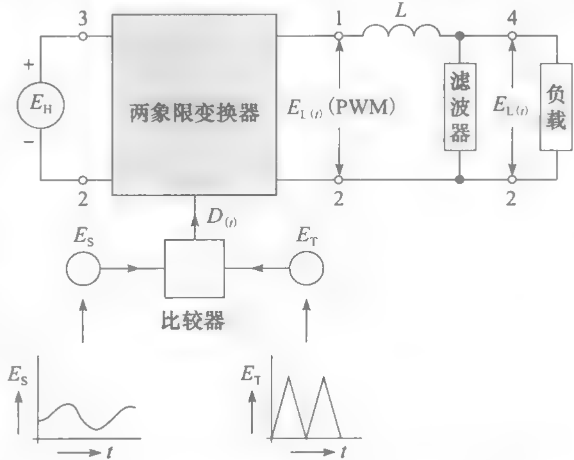


图 21-87　比较器对所需电压 $E_{L(t)}$ 的等比缩小信号 E_S 及三角波信号进行比较，输出控制信号 $D_{(t)}$。从而控制变换器开关，输出包含所需电压 $E_{L(t)}$ 的 PWM 脉冲波形

运用三角波调节脉冲宽度的方法通过下述方法实现。所需电压 $E_{L(t)}$ 的等比缩小信号 E_S 输入比较器的一端（见图 21-87）。已缩小的三角波信号 E_T 输入比较器的另一端。比较器依次比较两个信号，并由此产生控制信号 $D_{(t)}$。该信号控制变换器的两个开关，并通过 1、2 端输出 PWM 斩波波形。为了使变换器工作正常，和以前一样，这里也需要电感 L。4 端和 2 端之间连接有高频 LC 滤波器，用于滤除载波分量，最后得到负载所需的输出电压 $E_{L(t)}$。

21.49　直流-交流三相变换器

将直流电转变为三相交流电的方法很多。图 21-88a 展示了一种由三个变换电路连接一个直流电源 E_H 得到的三相 PWM 变换器。

A、B、C 端和公共点 Y 之间的 PWM 电压 E_{AY}、E_{BY} 和 E_{CY} 相隔 120°。下面分析该变

换器的工作原理。

如果在A、B、C端之间产生三相正弦电压 E（见图21-88a），则负载相电压（E_{AN}、E_{BN}、E_{CN}）的有效值等于 $E/\sqrt{3}$，相电压的峰值 E_m 等于 $\sqrt{2}(E/\sqrt{3})=0.8165E$。$E_m$ 值不能超过 $E_H/2$；否则，将引起电压畸变。

A、B、C端与地N之间的电压 E_{AN}、E_{BN} 和 E_{CN} 的基波分量为正弦波，如图21-89所示。也可以证明 E_{AY}、E_{BY}、E_{CY} 的基波分量与 E_{AN}、E_{BN}、E_{CN} 的基波分量波形相同。

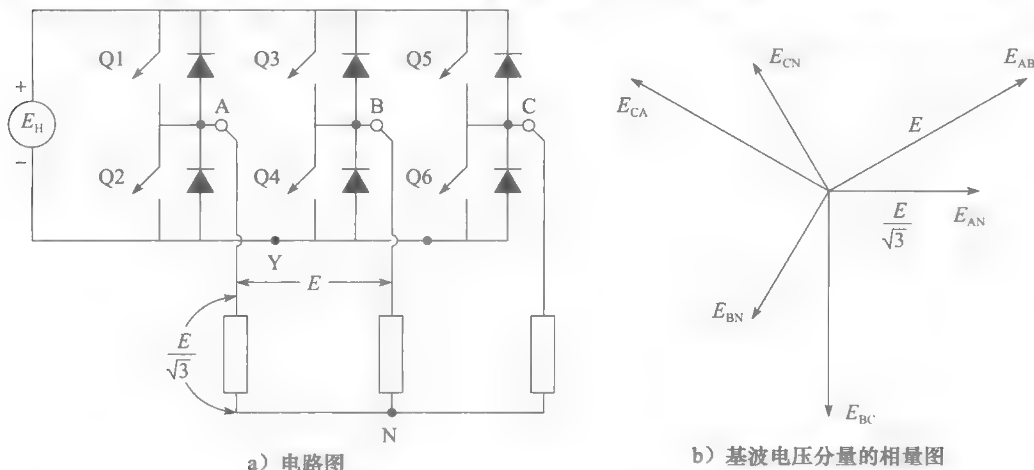


图21-88 直流-交流三相变换器

为了建立PWM波，这里也用到比较器，具体过程如下。

1. 图21-89所要求的相电压基波可用图21-90所示的方法实现，图21-90中的电压在 $E_H/2$ 处波动，其峰值 E_m 不能超过 $E_H/2$；否则，正弦波超过 $+E_H$ 和零电位范围的部分将被削平。

2. 三角波叠加在正弦波上，三角波幅值为 E_H，周期为 T，如图21-90所示。

3. 为了将三相正弦电压转变为三相PWM电压，根据图21-88，设定如下规则：

a. 当 E_{AY} 高于三角波时Q1闭合。

b. 当 E_{BY} 高于三角波时Q3闭合。

c. 当 E_{CY} 高于三角波时Q5闭合。

与此同时，每个支路的两个开关交替闭合和断开。例如，当Q1闭合时，Q2断开，反之亦然。

这样一来，三条支路都将输出相同的PWM电压，但是互相之间相隔120°。例如，支路A与B分别输出脉冲序列 E_{AY} 和 E_{BY}（见图21-91a和图21.91b）。每个脉冲序列都包含直流分量 $E_H/2$，以及幅值为 E_m 的正弦相电压。

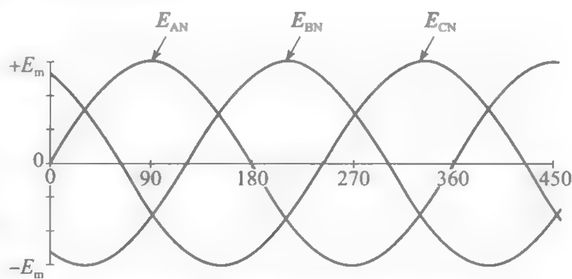


图21-89 三相相电压的基波分量

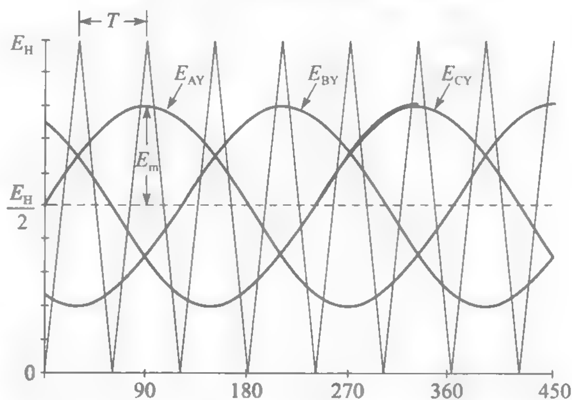
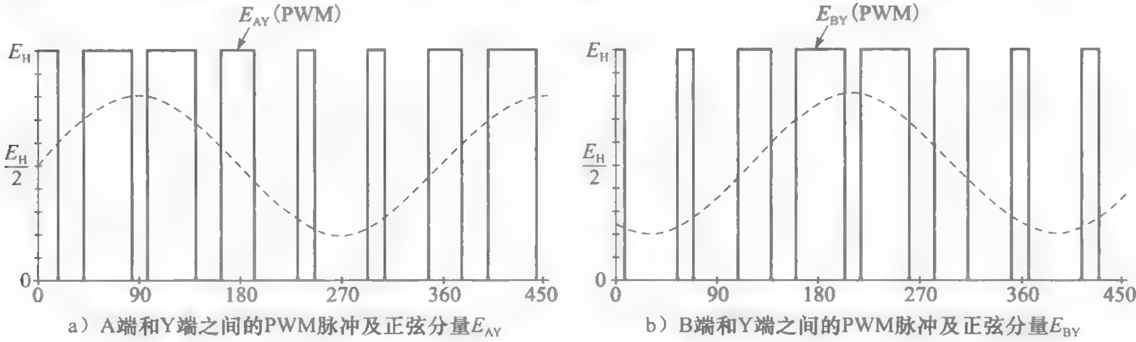


图21-90 三相PWM电压的建立方法。正弦波 E_{AY}、E_{BY} 和 E_{CY} 是相应的基波分量与直流分量 $E_H/2$ 之和

A 端和 B 端之间的电压（见图 21-88）等于 $E_{AB}=E_{AY}+E_{YB}=E_{AY}-E_{BY}$。因此线电压 E_{AB} 等于两个脉冲（见图 21-91a 和图 21-91b）的差。所以直流分量被相互抵消，A、B 之间的线电压只包含交流分量（见图 21-92a）。B 端和 C 端之间的 PWM 电压也是如此（见图 21-92b）。



a）A端和Y端之间的PWM脉冲及正弦分量E_{AY}　b）B端和Y端之间的PWM脉冲及正弦分量E_{BY}

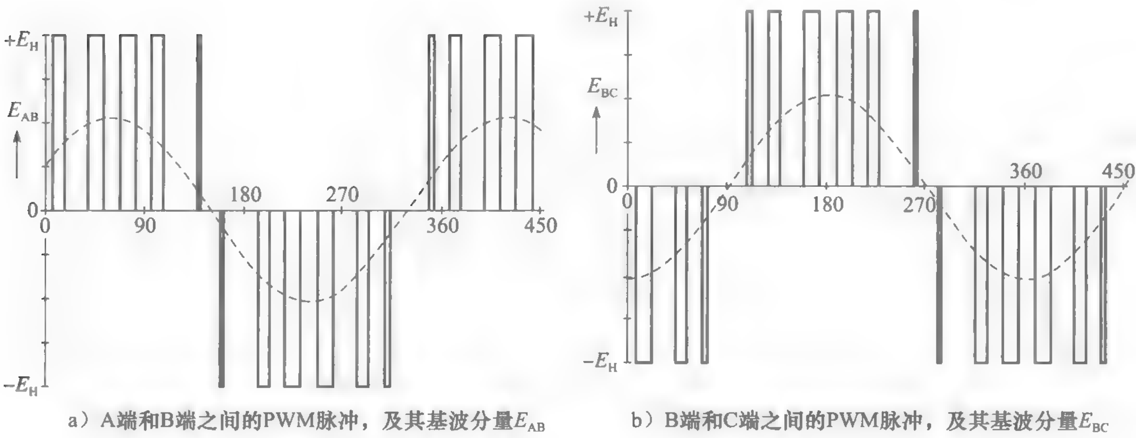
图 21-91　相电压波形

负载中性点 N 电位为零。A、B、C 端与中性点 N 之间的瞬时电压遵循下列规律：

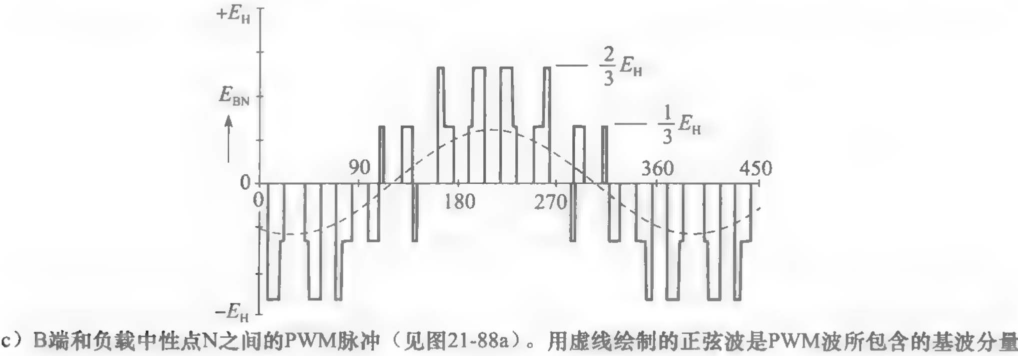
$$E_{AN}=\frac{1}{3}(E_{AB}+E_{AC}) \tag{21.32a}$$

$$E_{BN}=\frac{1}{3}(E_{BA}+E_{BC}) \tag{21.32b}$$

$$E_{CN}=\frac{1}{3}(E_{CA}+E_{CB}) \tag{21.32c}$$



a）A端和B端之间的PWM脉冲，及其基波分量E_{AB}　b）B端和C端之间的PWM脉冲，及其基波分量E_{BC}



c）B端和负载中性点N之间的PWM脉冲（见图21-88a）。用虚线绘制的正弦波是PWM波所包含的基波分量

图 21-92　线电压波形

应用式（21.30b）对图21-92的E_{AB}和E_{BC}进行变换，便可得到B端和中性点N之间的PWM脉冲波形（见图21-92c）。可以发现脉冲波E_{BN}与B、Y端间的脉冲波形存在很大不同（见图21-91b），但它们产生的正弦分量相同。由图21-92c的波形可说明，通过将简单的波形进行加减，可以得到所需的输出。

图21-93是三相变换器及其负载的原理框图。电感L在这里也扮演着重要角色，同时线间滤波器（未画出）滤除了不需要的载波电压。所需的交流电压由端点L1、L2、L3输出。具有6个开关器件及二极管的三相变换器如图21-88所示。

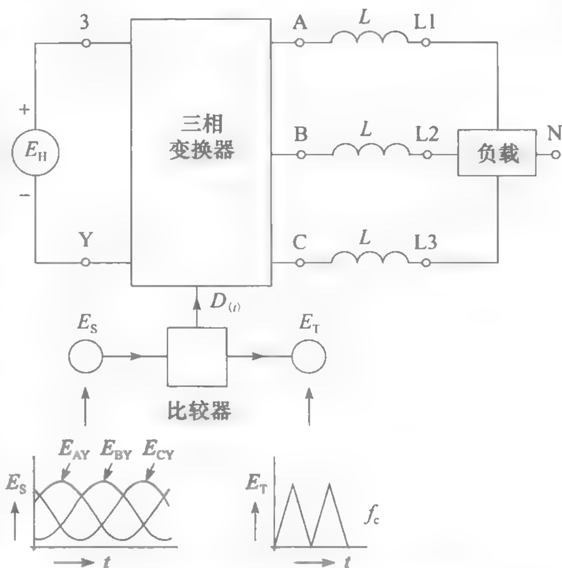


图21-93 三相PWM变换器的原理框图

图21-94为变换器的结构图。功率开关为IGBT及与其反并联的二极管。载波频率滤波器由L_2、C_2和R_2构成。变换器直流侧的电容C_1构成中性点N。与此同时，它们能够为连接于L1、L2和L3端的交流负载（未画出）所需的无功电流提供流通路径。

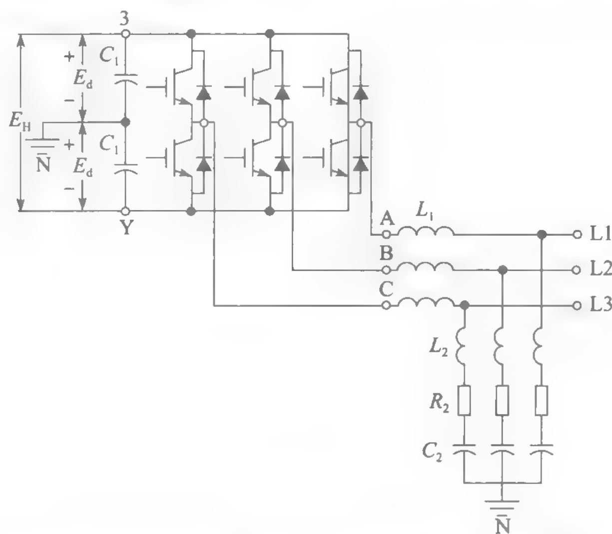


图21-94 三相PWM变换器详细结构图，采用IGBT并且应用三相RLC滤波器滤除载波频率分量。直流侧电容为三相负载所需的无功电流提供通路

例21-15 用如图21-93的变流器产生3相，245V，60Hz的电源。直流电源电压E_H为500V，载波频率f_c为540Hz。

试计算：

a. L1端和负载中性点N之间的基波电压峰值；

b. 三角波的周期T和相应的间隔角度，单位为度；

c. 如何生成PWM波；

d. 一周期内A端和Y端之间的PWM电压波形；

e. A-Y、B-Y和C-Y之间的PWM电压波形；

f. A-B、B-C 和 C-A 之间的 PWM 电压波形。

解 a. 相电压有效值

$$E_{LN} = 245/\sqrt{3} = 141.4V$$

相电压峰值

$$E_m = E_{LN}\sqrt{2} = 141.4 \times \sqrt{2} = 200V$$

b. 因为所要求的载波频率为 540Hz，三角波的周期设定为 $T_c = 1/540 = 1852\mu s$。T 相对基波频率的间隔角度等于

$$360° \times 60Hz/540Hz = 40°$$

c. 产生 PWM 波的示意图如图 21-95 所示。其包含下列信息：

(i) 直流电源为 500V。

(ii) 中间直流电压为 500V/2=250V。

(iii) 交流相电压幅值为 200V，并围绕中间直流电压 250V 波动。每周期 360°。

(iv) 三角波峰峰电压与直流电压一样等于 500V。

d. 将正弦电压 E_{AY}（见图 21-95）转变为 PWM 电压，且脉冲幅值为 500V。转换规则为：当 E_{AY}（正弦波）高于三角波时，Q1 闭合，电压 E_{AY}(PWM) = +500V；否则，E_{AY}(PWM)=0（见图 21-96a）。A、Y 端之间的 PWM 波形如图 21-96b 所示。

e. 图 21-97 的前三个波形为 A-Y、B-Y 和 C-Y 端之间的 PWM 电压波形。

f. 后三个波形为 A-B、B-C 和 C-A 端之间的 PWM 电压波形。线电压分别由瞬时相电压相减得到。因此 $E_{AB} - E_{AY} - E_{BY}$。由于 L1、L2 和 L3 端（见图 21-93）之间有载波频率滤波器（未画出）存在，输出至负载的 245V，三相，60Hz 电压十分接近正弦波。◀

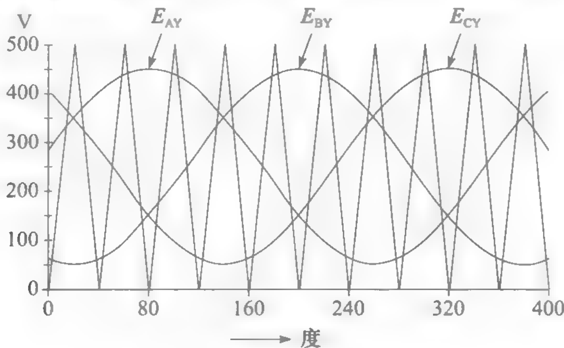


图 21-95 三相正弦波与三角波

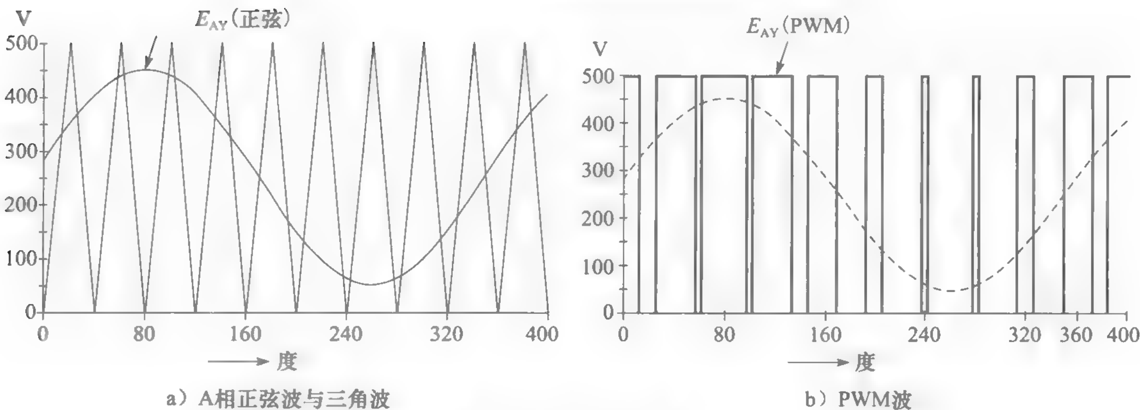


图 21-96 例 21-15 图

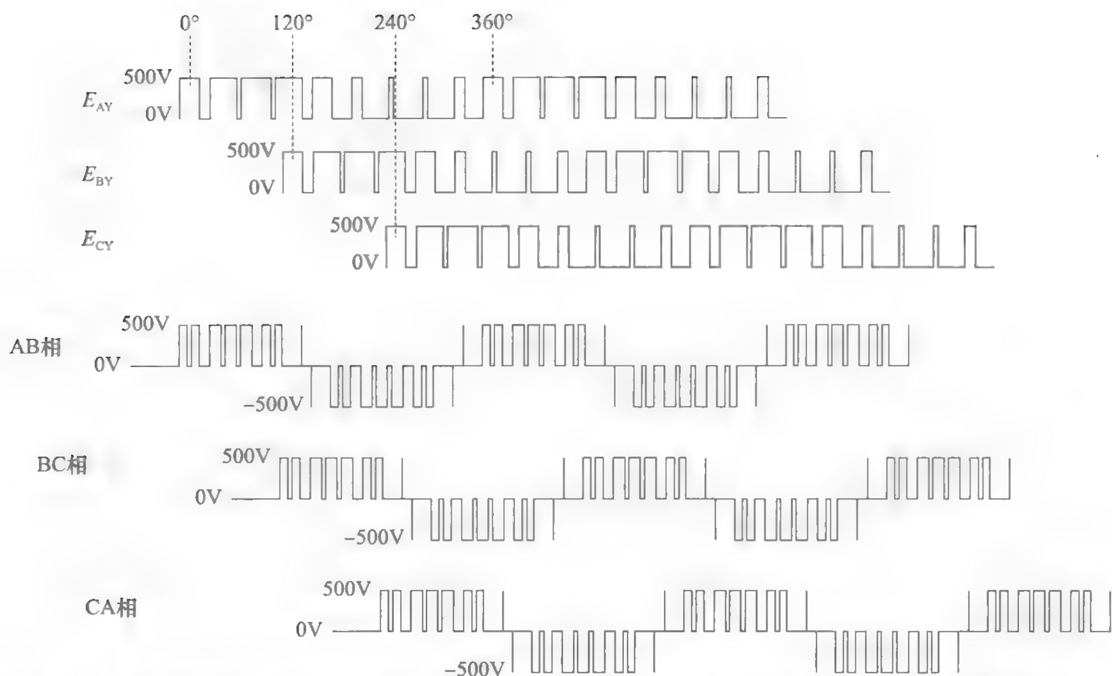


图 21-97 由基波频率为540Hz，输入电压为500V的直流-交流变换器输出的三相PWM电压波形。前3个波形：E_{AY}、E_{BY}、E_{CY}输出，正弦分量峰值=200V。后3个波形：E_{AB}、E_{BC}、E_{CA}输出，60Hz正弦分量峰值=346V，有效值=245V

21.50 变换器作为通用发电机

图21-93的三相变换器能够在基频发出或吸收有功功率，也能在基频发出或吸收无功功率。因此，只要输出L1、L2和L3端连接负载，变换器就能如第16章里介绍的三相同步发电机一般工作。其同步电抗 X_S 等于 $2\pi fL$，其中，f 为基波频率，L 为线路电抗器电感。

图21-93中的负载既可是有源也可是无源，甚至可以为某一三相电源。在负载是三相电源的情况下，功率由交流传递至直流，直流侧 E_H 将得到有功功率。E_H 可以是蓄电电池，也可以是另一个变换器的输入端，而用于驱动交流电机。

静态变换器能够输出正弦电压，并且正弦电压的幅值、频率、相角和相序都可调节。其变化速度可以达到微秒级——大大超过同步电机。此外阻抗 $X_S=2\pi fL$ 也相对较小。这些优势使得静态变换器得到了非常广泛的应用。

实际上，PWM静态变换器类似于三相通用发电机。变换器能发出或吸收无功功率，这就意味着其能够像大容量可变电容或大电感一样工作。变换器还能在几微秒内从一种模式切换到另一种模式，而不涉及电场或磁场，也不存在运动。只是通过控制电路中的高速开关器件。

因此，三相PWM变换器在电气工程中是非常重要的，它在调速系统、电力传输控制和分布式系统等领域中扮演着十分重要的角色。

21.51 小结

本章介绍了电力电子元件和变流器的基本概念，这是学习直流和交流电机驱动和电力系统控制的基础。在后续章节中，将学习更多开关变流器的应用。

习题

初级

21-1 描述二极管的基本特性。

21-2 描述晶闸管的基本特性。

21-3 当二极管或 SCR 导通时，其导通压降约为多少？

21-4 晶闸管的允许最高工作温度是多少？

21-5 解释下列术语：

阳极	阴极
门极	扼流圈
滤波器	斩波器
反向峰值电压	整流器
逆变器	谐波
换流	换相
变流器	周波变换器
桥式整流器	自换流
位移因数	

21-6 图 21-16 中三相变压器的二次线电压为 2.4kV。直流负载电流 I_d 为 600A。试计算：
a. 负载两侧直流电压；
b. 二极管流过的平均电流；
c. 二极管承受的最大电流。

21-7 图 21-17 中三相变压器的二次线电压为 2.4kV。如果直流负载电流 600A，试计算：
a. 负载端直流电压；
b. 二极管流过的平均电流。

21-8 某一电源的电压有效值为 600V，60Hz，将其连接于如图 21-14a 所示的单相整流桥。负载电阻等于 30Ω。试计算：
a. 直流电压 E_{34}；
b. 直流电压 E_{54}；
c. 直流负载电流 I；
d. 流过二极管的平均电流；
e. 交流电源提供的有功功率。

21-9 图 21-62 中斩波器连接于 3000V 的直流电源。斩波器频率为 50Hz，闭合持续时间 1ms。试计算：
a. 电阻 R_0 端电压；
b. 当 $R_0 = 2\Omega$ 时的 I_S 值。

21-10 在题 21-9 中，如果我们将闭合持续时间放大一倍，重新计算负载所吸收的功率。

中级

21-11 a. 在题 21-7 中，如果二极管的导通压降为 0.6V，试计算 6 只二极管所消耗的功率。
b. 整流器的效率为多少？

21-12 a. 如果图 21-6 中电流值为 −6A，则 E_{34} 的极性如何？
b. 如果图 21-7 电流值为 +6A，E_{65} 为负。则电流将上升还是下降？

21-13 如图 21-14a 所示的单相桥式整流器连接 120V，60Hz 的电源，负载电阻为 3Ω。试计算：
a. 直流负载电流；
b. 二极管的峰值反向电压；
c. 当直流电流的纹波峰峰值为 5% 时，平波电抗所储存的能量；
d. 平波电抗的电感值；
e. 平波电抗上的纹波峰峰值。

21-14 图 21-19 中变流器的变压器二次线电压为 240V，60Hz。直流负载电流 750A。试计算：
a. 整流器输出的直流电压；
b. 三相电源输出的有功功率；
c. 二极管的电流峰值；
d. 二极管导通时间 [ms]；
e. 二次线电流有效值；
f. 变流器吸收的无功功率；
g. 电感的纹波峰峰值。

21-15 图 21-62 中斩波器连接一个 2000V 的直流电源，负载电阻 R_0 等于 0.15Ω。导通时间为 100μs，电阻端电压为 60V。试计算：
a. 负载消耗功率；
b. 电源输出功率；
c. 流经电源的直流电流；
d. I_S 的峰值；
e. 斩波频率；
f. 直流电源的视在电阻；
g. 画出 I_S、I_o 和 I_D 的波形。

21-16 图 21-36 中三相六脉波变流器直接连接于三相 208V 输电线。试计算：
a. 当触发角为 90°时的直流输出电压；
b. 输出 60V 时所需的触发角（整流模式）；
c. 输出 60V 时所需的触发角（逆变模式）。

21-17 图 21-36 中变流器与变压器相连，变压器的二次线电压等于 40kV，60Hz。负载直流电流 450A。如果延迟角为 75°，试计算：
a. 直流输出电压；
b. 交流输电线输出的有功功率；
c. 二次线电流有效值；
d. 变流器消耗的无功功率。

21-18 在题21-17中，试计算：
a. E_{KA}的正向峰值；
b. E_{KA}的反向峰值；
c. 电感的纹波峰峰值。

21-19 图21-33中由电子开关控制15Ω加热器的输入功率。电源正弦电压有效值为600V，频率为60Hz。如果触发角$\alpha=0°$，试计算：
a. 电流有效值；
b. 加热器输入功率；
c. 谐波电流有效值；
d. 位移因数；
e. 交流输电线提供的无功功率。

高级

21-20 在题21-19中触发角度上升为120°，测得电流I有效值为17.68A。其基波分量有效值$I_F=12.34$A。试计算：
a. 谐波电流的有效值；
b. 加热器消耗的有功功率 [W]；
c. 畸变因数；
d. 电源视在功率；
e. 总的功率因数；
f. 位移因数；
g. 输电线提供的无功功率 [var]。

21-21 图21-19中整流器提供直流输出1000A，250V。电感L用于减小电流纹波，并用来限制在负载R短路时直流电流的上升速度。确保在直流电流过大前，电路断路器跳闸。假设初始电流为1000A，计算L的最小值，使得短路电流在5ms后不再超过3000A。

21-22 某一二极管的PIV额定值为600V，将其运用于如图21-11a所示的电池充电器。电池电压为120V，R=10Ω。
a. 计算能不使二极管烧坏的变压器二次电压的最大有效值。
b. 如果副边电压有效值为300V，二极管的导通角是多少？
c. 二极管电流峰值为多少？

21-23 图21-34中的周波变换器连接于60Hz电源。如果希望输出频率为12Hz，试计算门极触发脉冲g1和g4之间的时间间隔。并画出电阻端电压的波形。

21-24 a. 根据图21-15，区域$A_{(-)}$接近三角形，如果电源有效值为2000V，60Hz，试计算$A_{(+)}$的近似值 [V·s]。
b. 如果纹波电流峰峰值不能超过7A，试计算平波电抗的电感值L。

21-25 图21-58中斩波器将功率从400V电源传输至100V负载。电抗的电感值为5H。如果斩波器闭合维持时间2s，关断维持时间10s，试计算：
a. 流过电感的最大电流；
b. 每周期输入负载的能量 [J]；
c. 输入负载的平均功率 [W]；
d. 画出i的时间函数波形图，并与图21-59对比。

21-26 在题21-25中，如果斩波器闭合2s，关断2s，则电流值将变为多少？
a. 2s后；
b. 4s后；
c. 6s后；
d. 8s后。
e. 电流无限制上升吗？

21-27 图21-41中三相六脉波变换器用作逆变模式。直流侧连接120V电池，$R=10$mΩ。交流侧连接三相，120V，60Hz输电线。如果电池输出电流500A，试计算：
a. 所需触发角；
b. 输入交流输电线的有功功率；
c. 变换器吸收的无功功率。

工程应用

21-28 一个24V的电池与12V（有效值），60Hz发电机及一个10Ω电阻串联。试计算：
a. 电阻端的最大电压和最小电压；
b. 电阻端电压有效值；
c. 电阻所消耗的功率。

21-29 某一60Hz波形畸变的电流，其有效值为547A，THD为26%，试计算基波分量的峰值以及所有谐波分量的有效值总和。

21-30 类似于图21-13中桥式电路的一个二极管因损坏而断路。在二极管损坏之前，电源E_{12}的有效值为208V，电阻上功率1400W。二极管损坏后将会发生什么？并确定损坏后电阻所消耗的功率，及电阻的端电压有效值。

21-31 图21-34中一个晶闸管（Q2）短路。试描述在这个无任何保护的电路中将会发生什么。

21-32 一个GTO工作在下列条件：
1. 开通瞬间：2ms
阳极电压：从1200V线性下降至3.2V
阳极电流：从0线性上升至260A
2. 开通状态维持时间：250ms
开通电流：420A
开通电压：3.2V

3. 关断瞬间：6ms
 阳极电压：从3.2V线性上升至550V
 阳极电流：从420A线性下降至0
4. 关断状态维持时间：375ms
 关断电压：1300V
 关断反向电流：6mA

试计算：
a. 在开通瞬间GTO的消耗的峰值功率；
b. 在开通状态维持时间内GTO消耗的峰值功率；
c. 开通瞬间的平均功率近似值；
d. 在开通状态维持时间内的平均功率近似值；
e. 在开通瞬间GTO的功率消耗近似值；
f. 在开通状态维持时间内GTO的功率消耗近似值；
g. 在关断瞬间GTO的功率消耗近似值；
h. 忽略门极损耗，GTO总的功率损耗；
i. 开关工作的频率和占空比。

21-33 根据图21-63，二象限变流器连接于400V直流电源。直流输出电压平均值为70V，每周期时间为60μs。试计算：
a. 开关S1的T_a和T_b；
b. 开关频率（kHz）。

21-34 图21-70中四象限变换器由600V直流电源供能，开关频率为25kHz，占空比设定为0.35。试计算：
a. A端和2端之间的平均直流电压。A端相对2端为正吗？
b. B端和2端之间的平均直流电压。B端相对2端为正吗？
c. A端和B端之间的平均直流电压。A端相对B端的极性如何？

21-35 图21-70中四象限变换器由600V直流电源供能，开关频率为25kHz。占空比设定为0.35。试计算：
a. Q1的闭合时间和断开时间；
b. Q3的闭合时间和断开时间；
c. 画出E_{A2}、E_{B2}和E_{AB}的波形，已知E_{AB}的平均值＝－180V。

21-36 根据图21-94，三相PWM变流器连接于4kV直流电源。触发IGBT从而得到三相正弦波形，其线电压有效值为2100V，频率为60Hz。L1、L2和L3端之间的交流负载视在功率为360kV·A，功率因数为0.86且滞后。试计算：
a. 三相负载流过的交流电流有效值；
b. 4kV电源输出的直流电流；
c. 在不削平正弦波峰的条件下，变换器能输出的交流电压最大值（有效值）。

第22章 直流电动机的电子控制

22.0 引言

高速、可靠、价格便宜的功率半导体器件为直流电动机的控制带来了巨大的变化。这一章将研究这类电力电子技术的基本原理。在 21 章中，已经介绍了整流器和逆变器电路。读者在进一步深入学习本章内容之前，可以先复习 21 章内容，及 20.16 节和 20.17 节关于电力电子驱动部分的内容。

在讨论各类控制方法的时候，我们只研究功率主电路的运行状态。因此，产生和控制触发脉冲的方法并不涉及。触发电路由复杂电子技术、逻辑电路、集成电路和微处理器等组成。不讨论触发电路，并不会影响到本章重点介绍直流电机调速系统的基本原理。

22.1 一象限速度控制

先分析并励直流电机调速系统。假设它运行在第一象限。励磁电流是固定的，通过改变电枢电压调节速度。在电枢和三相电压源之间是一个三相 6 脉波整流器（见图 22-1）。励磁电流 I_f 由一个单相整流器提供。外加电感 L 确保相对平滑的电枢电流。通常电枢电感 L_a 已经足够大了，所以可以不加外接电感。电枢开始处于停机状态，关断开关 S 打开。

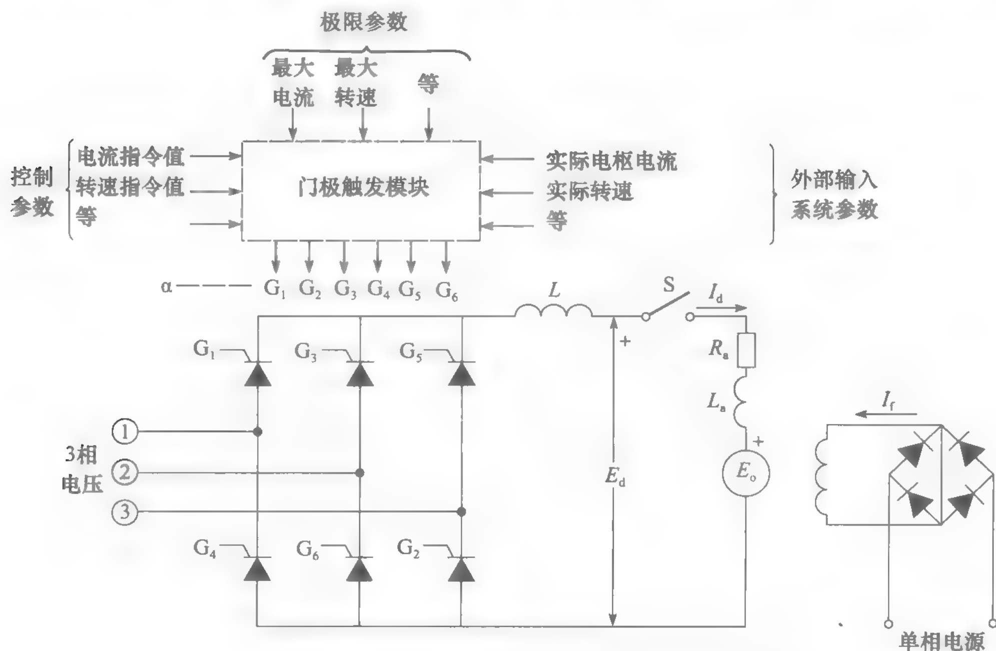


图 22-1 采用晶闸管整流器的直流电动机调速系统原理图

处理器接收速度、电流、转矩等外部输入信号，这些输入量是通过合适的传感器获取的。另外，处理器可以预先设置需要的电机速度和转矩。实际值将和给定值比较，处理器将会自动产生触发脉冲使得两者尽可能的接近。设定限定值，以保证了电动机在可以正常工作的电流、电压、速度值下工作。

门触发脉冲的移相触发角 $\alpha=90°$，所以整流器输出电压值 $E_d=0$。开关 S 这时闭合，

移相触发角开始减小，E_d 增大，电枢电流 I_d 上升，电动机开始逐渐加速。在起动阶段，电流被监控。此外，设置处理器以确保电流标幺值不超过 1.6。

在电动机起动阶段，应注意以下情况：

1. 电枢无须连接电阻；因此，除了电枢内部电阻外没有其他附加的铜耗。

2. 在晶闸管中的功率损耗很小；因此，所有从交流电源获得的有功功率都能用来驱动负载。

3. 即使一个经验不足的操作者试图让电动机过快的起动，电流限制设置会使人工操作无效，电流不会超过允许值。

4. 起动阶段的直流电压 E_d 和额定电压相比低得多。因此，当电动机在低速运行转矩逐渐增大到额定转矩时，变流器吸收大量的无功功率。此外，随着电动机转速提高无功功率不断减小。所以，功率因数校正在电动机起动阶段难以得到应用。

当电动机运行至全速时，触发角一般在 15°和 20°之间。整流器的输出电压 E_d 比反电势 E_0 稍大，两者的差值相当于电枢电阻上压降 I_dR_a。整流器的输出电压 E_d 由下式给出：

$$E_d = 1.35E\cos\alpha$$

减速时，可以增大触发角 α，这样 E_d 将小于 E_0。在 Ward-Leonard 系统中，电枢电流将会迅速反向（参见 5.5）。但是，因为晶闸管的单向导通性，在图 22-1 中的电流无法改变流向。所以，当增大 α 时，电流将会变零，电动机的速度会逐渐下降。在此期间，E_0 逐渐减小，直到小于 E_d，电枢电流重新开始流通，转矩迅速重新产生，当转矩等于负载转矩时，电动机将会稳定运行在一个较低的速度。

因为晶闸管的损耗很小，电动机低速运行时的效率仍然很高。然而，由于 α 增大，因此整流产生的电压脉动将会比满载条件下的大（参见 21.28）。随着电枢电流的脉动增加，电枢铜耗和铁耗也随着增加。一个同样严重的问题是：随着触发角增大，整流器将会吸收更加多的无功功率。例如，当触发角 $\alpha=45°$时，整流器将从三相线路吸收和有功功率同样多的无功功率。

如果要停机，可以设置移相触发角 $\alpha=90°$，这时 $E_d=0$V。电机停转的快慢取决于机械负载和旋转部分的惯性。

例 22-1 一台直流电动机，$P_N=750$hp，$U_N=250$V，$n_N=1200$r/min，通过一个 208V，60HZ 三相整流桥供电（见图 22-2a）。满载时电枢电流为 2500A，电枢电阻 4mΩ。计算：

a. 满载情况下的移相触发角 α；

b. 电动机在输出额定转矩，400r/min 运转时的移相触发角。

解 a. 满载时，整流器输出电压值必须等于 250V：

$$E_d = 1.35E\cos\alpha$$

$$250 = 1.35 \times 208\cos\alpha$$

$$\cos\alpha = 0.89$$

$$\alpha = 27°$$

额定电流时电枢电阻上的压降：

$$IR = 2500\text{A} \times 0.004\Omega = 10\text{V}$$

1200r/min 时的反电势：

$$E_0 = 250 - 10 = 240\text{V}$$

b. 转速 400r/min，输出额定转矩时，电枢电流等于 2500A，在 400r/min 的反电势：

$$E_0 = (400/1200) \times 240 = 80\text{V}$$

电枢上的电阻压降＝10V

电枢端电压为

$$E_d = 80 + 10 = 90\text{V}$$

因此整流器的输出电压为 90V，移相触发角计算如下：

$$E_d = 1.35E\cos\alpha$$

$$90 = 1.35 \times 208\cos\alpha$$

$$\alpha = 71°(参见图 22\text{-}2b)$$

◀

例 22-2　电机同例 22-1，计算当电动机运行在额定转矩，转速为 400r/min 时，整流器吸收的无功功率。

解　负载条件如图 22-2b 所示。电动机吸收的功率为：

$$P = E_d I_d = 90 \times 2500 = 225\text{kW}$$

如果忽略相对较小的整流器损耗，由电源提供的有功功率仍然是 225KW。

交流源提供的无功功率由下式给出：

$$Q = P\tan\alpha = 225\tan71° = 653\text{kvar}$$

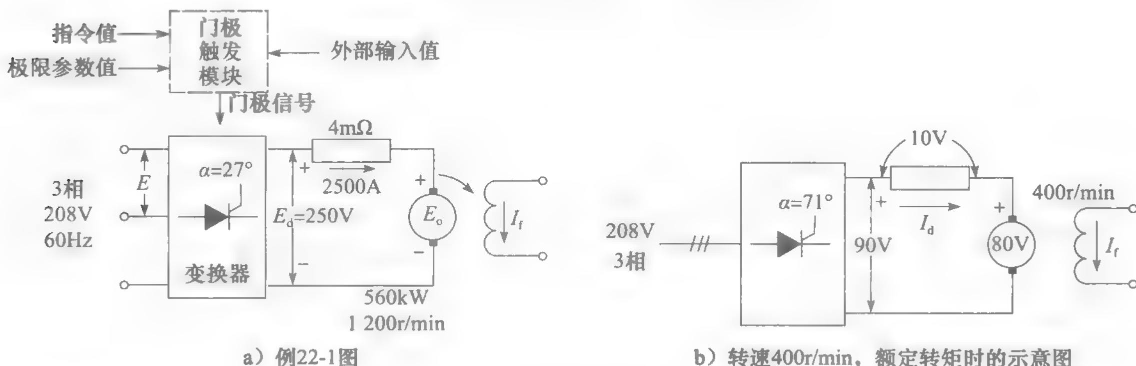


图 22-2　晶闸管直流调速系统原理图

这个例子说明随着移相触发角的增大，需要大量的无功功率。它甚至超过了电动机满载时的有功功率。可以在整流器的交流侧安装电容器以减小三相供电的负担。或者，可以在三相交流电源和整流器之间设置一个可变抽头的隔离变压器，通过减小电压降低电动机速度，由于移相触发角被限制在 15°和 20°之间，无功功率也会相应的减小。但这不是一个实用的方案，如果电动机的速度在不断变化，变压器无法实现抽头的快速切换。本章的 22.8 节和 22.9 节将会给出减小无功功率的其他途径。 ◀

22.2　二象限控制——励磁反向

电动机的降速过程不能太长，为了更快地降速，可改变电路，使得电机暂时作为发电机运行。通过控制发电机的输出，使电机速度尽可能快地下降。通常在电枢回路串接电阻来进行能耗制动。整流桥可以运行在逆变状态，向三相电网回馈能量。因此，在大型电机中常使用回馈制动，在减速过程中将动能转换为有用的电能。此外，精确控制发电机的输出可以得到预想的转速变化速度。

为了让整流桥工作在逆变状态，E_d 要改变极性，如图 22.3 所示。这意味着必须改变 E_o 的极性，而 E_d 应稍小，以获得需要的制动电流 I_d。

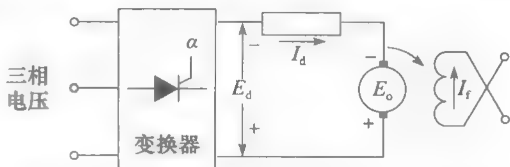


图 22-3　磁场反向时的电动机控制原理图

这些变化并不像表面看上去那么简单。当门极触发脉冲超过 90°时，E_d 的极性会立刻变

化。然而，为了改变 E_0 的极性，需要反接励磁绕组或电枢绕组，这些需要额外的设备。改变电枢或者励磁都需经过一段时间。此外，当回馈制动结束后，需要反转电枢绕组或励磁绕组，使得电机作为电动机运行。根据这些条件，下面列出励磁反接时要采取的步骤。

步骤 1：改变移相触发角接近 180°，这样 E_d 变负且数值很大。这为整流器工作在逆变状态做了准备。几毫秒后，电流 I_d 变为 0。

步骤 2：为了改变 E_0 的极性，尽可能快的反转励磁电流方向。因为励磁电感很大，整个改变励磁方向需要 1～5s 的时间。在这个阶段电枢电流仍然为 0。

步骤 3：减小 α 角，直到 E_d 稍小于 E_0，得到期望的电枢电流。电机运行在发电机状态，通过逆变器向电网回馈能量。电机转速迅速下降。

当电机转速下降到给定的数值时，应该迅速改变电路，使得直流电机运行在电动机状态。采取以下几个步骤：

步骤 4：改变触发脉冲，使得触发脉冲角接近 180°，使 E_d 增大，方向反向。这个操作需要几个毫秒的时间，随后 I_d 重新变成 0。

步骤 5：尽可能快的改变励磁电流使得 E_0 的方向改变。反向时间需要持续 1 到 2s 时间。在这段时间内，电枢电流保持为 0。

步骤 6：减小 α 角，使得 E_d 反向稍大于 E_0，电枢电流流通。电机运行在电动机状态，变流器回到整流状态。

22.3 二象限控制——电枢反向

励磁反向需要的时间较长，这在一些工业驱动是不允许的。因此，可采取使电枢绕组反向替代励磁反向。这时的高速反向开关应能承担全部电枢电流。控制系统可以控制当电枢电流为零时进行开关切换。这样做虽然可以减小接触损耗和电弧，但是开关仍然要承受数千安培的电流。

因为电枢回路电感较小，电枢反向时间在 150ms 以内，较励磁反向快至少 10 倍以上。图 22-4 是一个可以改变电枢电压方向和整流器相连的并励直流电动机简化示意图。除了改变的不是励磁而是电枢外，减速步骤和改变励磁方向的一样。

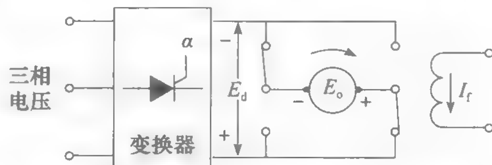


图 22-4 电枢反向时的电机控制原理图

22.4 二象限控制——双变流器

当要求更高的速度控制时，可采用两个完全相同反向并联的变流器。它们都和电枢绕组相连接，但是同一时刻只有一个在工作，工作在整流或者逆变状态（见图 22-5），另一个变流器处于待机状态，在电枢能量需要反向时，随时准备启动。这样就不需要改变电枢绕组或者励磁绕组了。变流器之间的切换时间大概在 10ms 之内，可靠性提高，所需的维护减少。当然这需要更高的成本，并使触发电源复杂化。

因为变流器总是从一个切换到另一个，变流器直流侧的电压值和极性与电枢电压接近。因此，在图 22-6a，变流器 1 工作在整流状态，供给电动机的电压稍大于电动机感应电势 E_0。在这个时候，变流器 2 的触发脉冲封锁，保证变流器 2 不工作。然而，控制电路继续产生延迟为 α_2 的脉冲，以便当允许脉冲到达图 22-5 中的 G7～G12 门时，E_{d2} 等于 E_{d1}。

电动机减速时，门极触发脉冲 α_1 增大，电枢电流迅速降到 0，控制电路封锁变流器 1 的触发脉冲，同时解除对变流器 2 触发脉冲的封锁。变流器 1 进入待机，触发脉冲角 α_2 减小使得 E_2 稍小于 E_0，反向电流 I_{d2} 流通（见图 22-6b）。

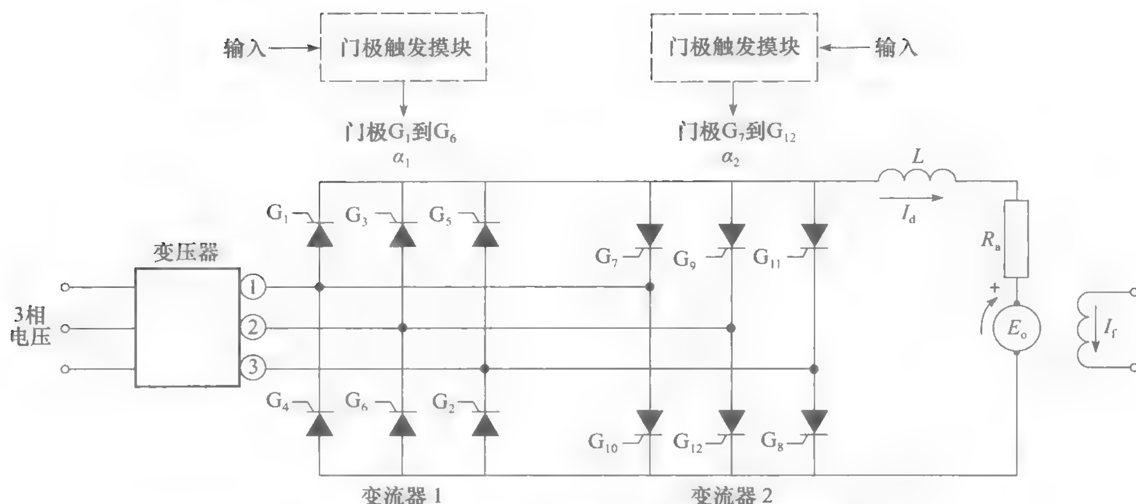


图 22-5　使用无环流二变流器的二象限控制原理图

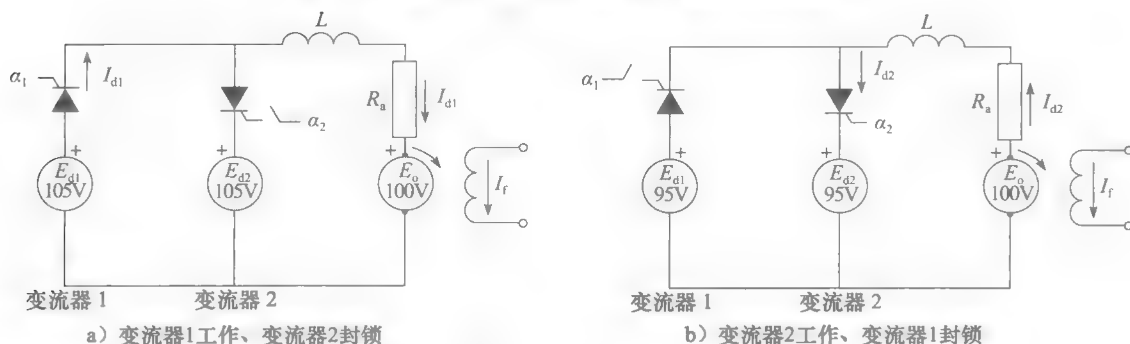


图 22-6　二变流器工作状态

电流反向，电磁转矩方向也改变，电动机转速迅速下降。减速阶段，α_2 自动改变，使得 E_{d2} 随着迅速减小的 E_0 变化。在一些情况下，α_2 改变使得产生一个恒定的制动电流。在这个阶段，控制电路不断产生变流器 1 的门极触发脉冲，触发脉冲角 α_1 随着 α_2 变化，假如触发脉冲可以到达门极（G_1 到 G_6），则使得 E_{d1} 等于 E_{d2}。

如电动机只运行在第一象限和第四象限，电动机的转向不反向。相应的，变流器 1 和 2 分别工作在整流和逆变状态。

22.5　四象限控制——有环流双变流器系统

一些工业设备要求精确的速度和直到零速的转矩控制。这意味着转矩有时要远低于额定转矩。在这些情况下，变流器中的电流却是不连续的。换句话说，每只晶闸管的电流导通角不再是 120°。这样，低转矩时，转速是不稳定的，很难做到精确的控制。

为了解决这个问题，可采用与电枢并联在一起的两套变流器（见图 22-8）。当一套变流器工作在整流状态时，另外一套工作在逆变状态，反之亦是如此。电枢电流 I 是流入变流器的电流 I_{d1} 和 I_{d2} 的差值。在这样的设置之下，每个变流器的电流都是



图 22-7　现代轧钢机的 4 象限速度精确控制系统
（图片由西门子提供）

120°导通，即使电枢电流 $I=0$。显然，当两套变流器同时连续工作时，两套变流器之间的切换没有延迟，电枢电流也可以不间断的反向。因此，该方案适用于最精密的控制系统中，但成本也高。原因是当两套变流器工作在连续状态时，每套变流器必须要串联一个大电感（L_1、L_2）限制环路电流。每套变流器分别由一套独立的电源供电，比如独立的三相变压器二次侧绕组。图 22-8 给出了一个△联接的原边和两个Y联接的副边的变压器供电的直流电机控制系统。有时为了优化性能，减少成本，提高可靠性或者降低环流会采用其他联接方式的变压器。

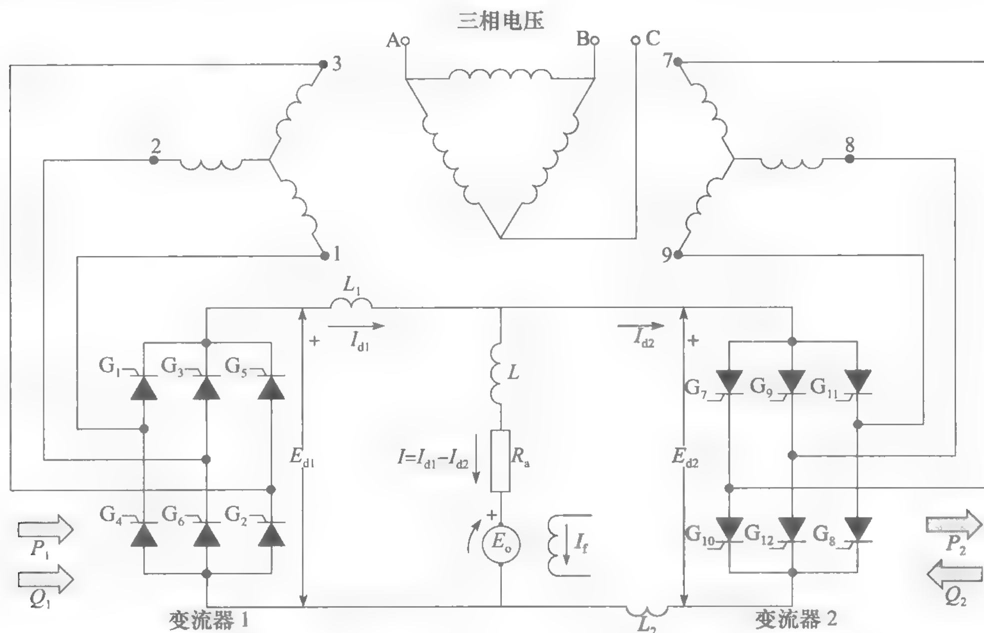


图 22-8　有环流双变流器二象限直流电机控制系统

例 22-3 图 22-8 所示直流电机，电枢电压 450V，电枢电流 1500A。变流器 1 输出电流 $I_{d1}=1500\text{A}$，变流器 2 流入电流 $I_{d2}=300\text{A}$。假设变流器交流线电压是 360V，试计算：

a. 变流器 1、2 提供的直流功率；

b. 从三相电源吸收的有功功率；

c. 变流器 1、2 的触发角；

d. 从三相电源吸收的无功功率。

解　a. 变流器 1 输出的直流功率

$$P_1 = E_{d1} I_{d1} = 450 \times 1800 = 810\text{kW}$$

变流器 2 吸收的功率（变流器 2 运行在逆变状态）

$$P_2 = E_{d2} I_{d2} = 450 \times 300 = 135\text{kW}$$

因为在电感 L_1、L_2 上的压降可以忽略不计，变流器 1，2 的直流侧电压 E_{d1} 与 E_{d2} 实际上是相等的。这表示变流器 1，2 的触发不是由电压控制的（例如，由 E_0 控制）。实际上，变流器的触发是由电流控制的，由所需要的电流 I_{d1}，I_{d2} 决定。

b. 从交流电源吸收的有功功率

$$P = P_1 - P_2 = 810 - 135 = 675\text{kW}$$

二次侧 1、2、3 绕组输出有功功率 810kW，二次侧 7、8、9 绕组吸收有功功率 135kW。则从母线吸收的净有功功率是 675kW（忽略损耗）。

c. 由式 (21.13) 可得变流器的近似触发角如下：

$$E_{d1} = 1.35E\cos\alpha_1$$

$$450 = 1.35 \times 360\cos\alpha_1$$

$$\cos\alpha_1 = 0.926$$

$$\alpha_1 = 22.2^\circ$$

因为 E_{d2} 和 E_{d1} 近似相等，所以变流器 2 的触发角与 α_1 相近。而变流器 2 工作在逆变状态，故变流器 2 的触发角：

$$\alpha_2 = 180 - \alpha_1 = 180 - 22.2 = 157.8^\circ$$

注意，假设 I_{d2} 保持不变，触发角 α_1（及 E_{d1}）的微小变化都会导致 I_{d1} 的巨大变化。因为 I_{d1} 是由电压值 E_{d1} 与 E_o 的差值和电枢电阻 R_a 的比值决定，而电枢电阻 R_a 的值很小。如此大的 I_{d1} 变化也会导致流入电枢的电流 I 的巨大变化。

同样，触发角 α_2 的微小变化（假设 I_{d1} 不变）也会使 I_{d2} 及电枢电流发生大的变化，因此，α_1 和 α_2 主要由电枢反电势 E_o（由电动机转速决定）决定，它们的精确值是由所需的电枢电流 I 决定。所以 I_{d1} 和 I_{d2} 必须是电流控制的。

d. 变流器 1 吸收的无功功率

$$Q_1 = P_1\tan\alpha_1 = 810\tan 22.2^\circ = 331\text{kvar}$$

变流器 2 吸收的无功功率

$$Q_2 = P_2\tan\alpha_2 = -135\tan 157.8^\circ = 55\text{kvar}$$

因此，所以从三相电源吸收的无功功率是

$$Q = Q_1 + Q_2 = 331 + 55 = 386\text{kvar}$$

可以发现吸收的有功功率是两变流器吸收有功功率之差（$P = P_1 - P_2$），无功功率是两者之和（$Q = Q_1 + Q_2$）。原因是并网变流器无论是工作在整流还是逆变状态，总是吸收无功功率。◄

22.6 正转矩二象限控制

到此，我们已经讨论了当转矩改变方向时各种转矩-速度控制方法。然而，许多工业驱动场合，即使在转速改变的情况下，转矩方向仍不变。起重机、升降机即为这类，无论是负载向上还是向下运动，重力总是竖直向下，因而运行在第 1，2 象限。

用恒定励磁的并励电动机来驱动起重机。电枢绕组和三相、六脉波变流器的输出相连接。当提升负载的时候，电动机从变流器中吸收功率，因此，变流器工作在整流状态（见图 22-9）。提升速度由变流器直流侧电压 E_d 决定。电枢电流由负载重量决定。

当负载被下放时，电动机反向，电枢电势 E_o 极性改变。此时重力势能向电动机供能，电动机运行在发电机状态。变流器工作在逆变状态，使产生的能量回馈交流母线。门极触发脉冲角大于 90°，E_d 变化使电枢中有合适的电流流通（见图 22-10）。

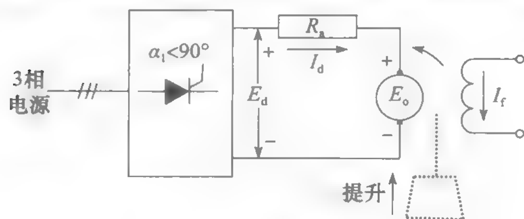


图 22-9 提升重物

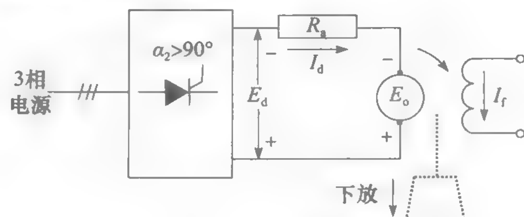


图 22-10 下放重物

因此，可以不需磁场或电枢反向，无级提升及下放重物。但空载时，吊钩下放需由电

动机驱动，即磁场或电枢必须反向。

22.7 四象限驱动

通过单个变流器及改变励磁方向或电枢方向，可以方便地使一台直流电动机四象限运行，但这需要许多开关动作。四象限运行也可以通过 2 个并联的变流器实现，从而不用改变励磁磁场方向或者改变电枢方向。如 22.4 节和 22.5 节所述，这两个变流器可交替或同步工作。

下面的例子说明了一个工业驱动设备的四象限控制。

例 22-4 图 22-11 所示的是某工业驱动设备的转矩速度特性。该设备采用并励直流电动机和两并联变流器。变流器交替工作（同一时刻只有一个在运行），如 22.4 部分所述。确定变流器运行的 26 秒时间段内，每个变流器的运行状态，标出直流电机端部的极性。速度和转矩的正方向为顺时针。

解 出于简化分析，将转矩速度曲线划分成四个象限。这么做时，要找出转矩或者转速过零时刻，这些时刻往往伴随着运行象限的变化。参考图 22-11，在 2、8、15 和 25s 时，转矩或转速过零。

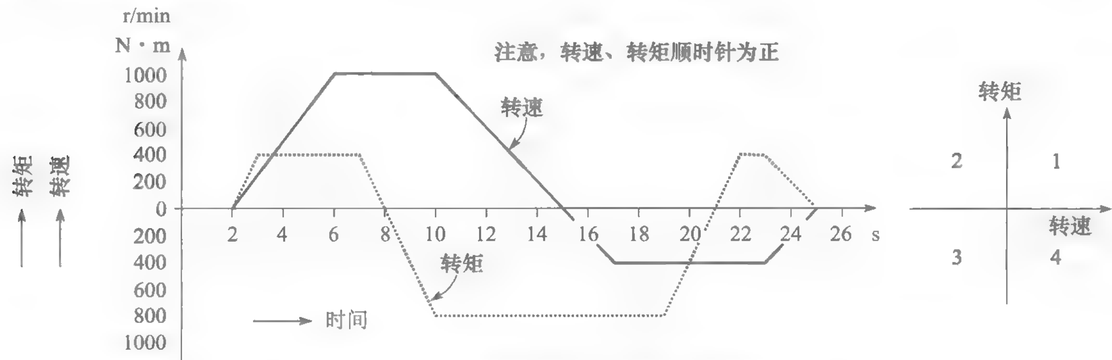


图 22-11 某调速系统的转矩-转速特性

通过这几个点，我们画条垂线（见图 22-12）。然后判断在划分的每个时间段内，转矩和转速的正负。知道各自的符号之后，就可以很快地判断出电机运行在哪个象限。例如，在时间段 2～8s 内，转矩和转速都是正的。因此，电机运行在第一象限。相反的，在时间段 21～25s，转速方向是负的，转矩是正的，电机运行在第二象限。

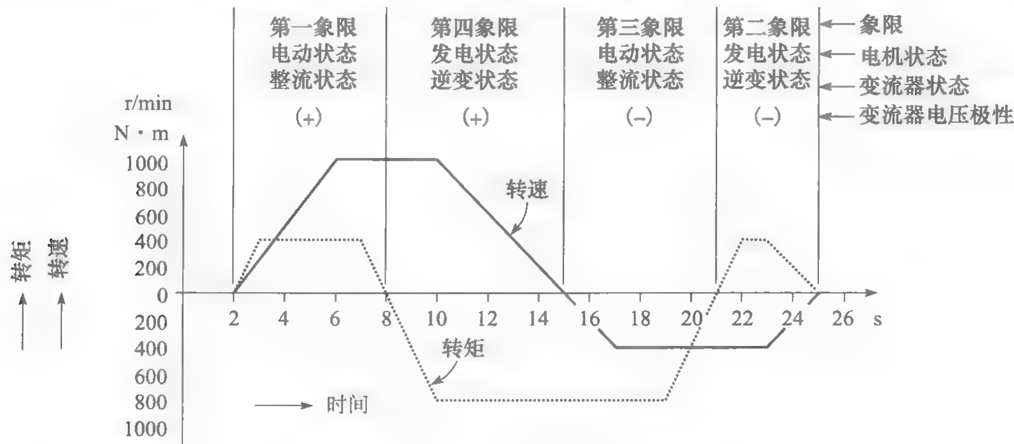
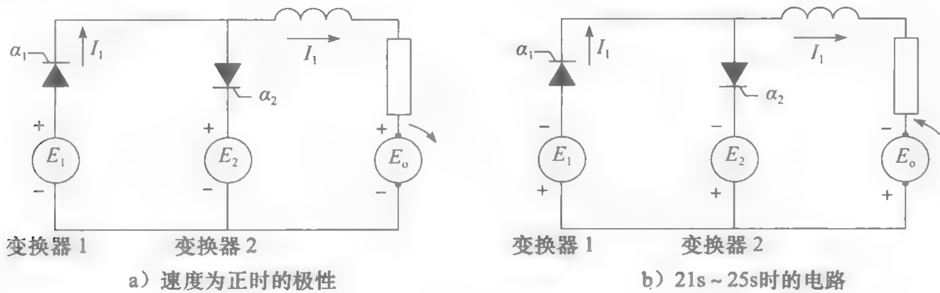


图 22-12 例 22-4 图

知道所在象限之后，就可知道电机是运行在电动机状态还是发电机状态了。最后，假设和正转速（顺时针方向）方向对应的电枢电势方向为正向（见图 22-13a），就可以推出所需的电流流向。从而可知哪个变流器在工作，工作在逆变还是整流状态。

在 21 到 25 秒间的时间段，电机工作在发电机状态。因此，2 个变流器中肯定有 1 个工作在逆变状态。问题是哪一个？为了回答这个问题，可先观察电枢电压的极性。因为速度是负的，所以电枢绕组电势极性也是负的，如图 22-13b 所示。由于电机运行在发电机状态，故电流从电势正向端流出。只有变流器 1 能输出这个方向的电流。所以变流器 1 是处在工作状态的变流器。



a）速度为正时的极性　b）21s～25s时的电路

图 22-13 例 22-4 图

通过类似的推理过程，可以分析其他时间段的变流器运行状态。结果列在表 22-1 中，鼓励读者自行分析验证他们。 ◀

表 22-1

时间间隔	运行模式	
	变流器 1	变流器 2
2～8s	整流	不工作
8～15s	不工作	逆变
15～21s	不工作	逆变
21～25s	逆变	不工作

22.8 带续流二极管六脉波变流器

当直流电动机启动后，通过在变流器输出侧并接二极管可显著减少变流器吸收的无功功率（见图 22-15）。以下实例可以很好地说明续流二极管的有效性。

假设直流电动机有如下特性：

额定功率：100hp

额定电枢电压：240V

额定电枢电流：320A

电枢电阻：25mΩ

电枢电感：1.7mH

首先分析用常规 6 脉波变流器来驱动电机的情况。变流器由三相电供电，三相电频率为 60Hz，线电压为 184V。下面将分析当电机停转，电枢通过额定电流时的情况。这种情况最后会输出额定的转矩。电动机和变流器回路如图 22-14a 所示。

电动机堵转，E_d 等于电枢电阻 R 上的压降 IR。

$$E_d = IR = 320\text{A} \times 25\text{m}\Omega = 8\text{V}$$

为了产生这样大小的直流输出电压，所需要的触发角：

$$E_d = 1.35E\cos\alpha$$

$$8 = 1.35 \times 184\cos\alpha$$

可以得到

$$\cos\alpha = 0.0322$$

所以

$$\alpha = 88.15°$$

变流器吸收的有功功率等于电枢绕组吸收的有功功率。即

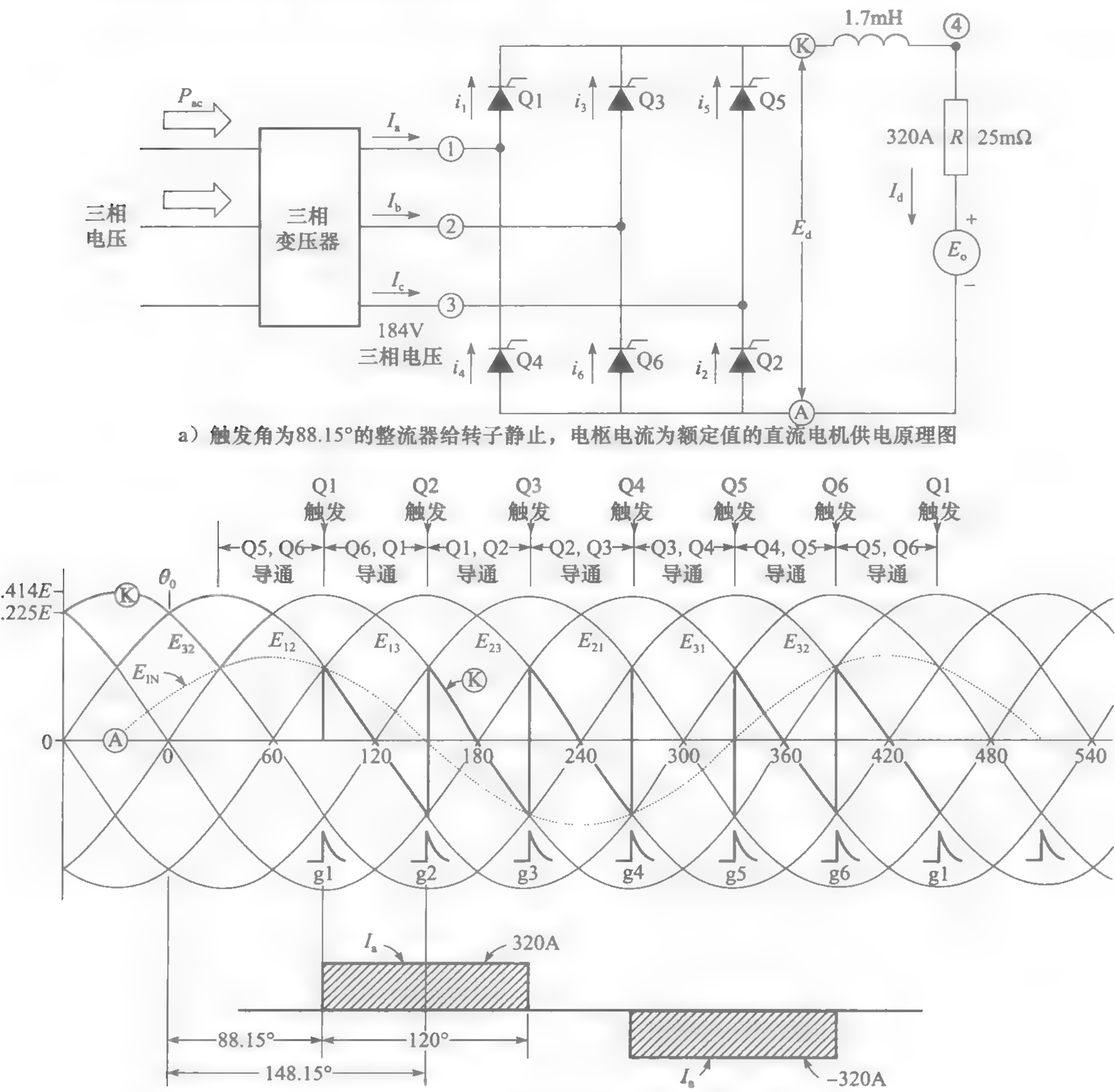
$$P = E_d I_d = 8 \times 320 = 2560\text{W}$$

变流器吸收无功功率 Q 为

$$Q = P\tan\alpha = 2560\tan 88.15° = 79.25\text{kvar}$$

注意到，无功功率是有功功率的 31 倍之多。

相电压 E_{1N} 和线电流 I_a 如图 22-14b 所示。Q_1 触发角滞后 θ_0 为 88.15°。所以，正向电流的



a）触发角为88.15°的整流器给转子静止，电枢电流为额定值的直流电机供电原理图

b）转子静止，转矩为额定值时电压、电流波形

图 22-14　无续流二极管的直流电机调速系统

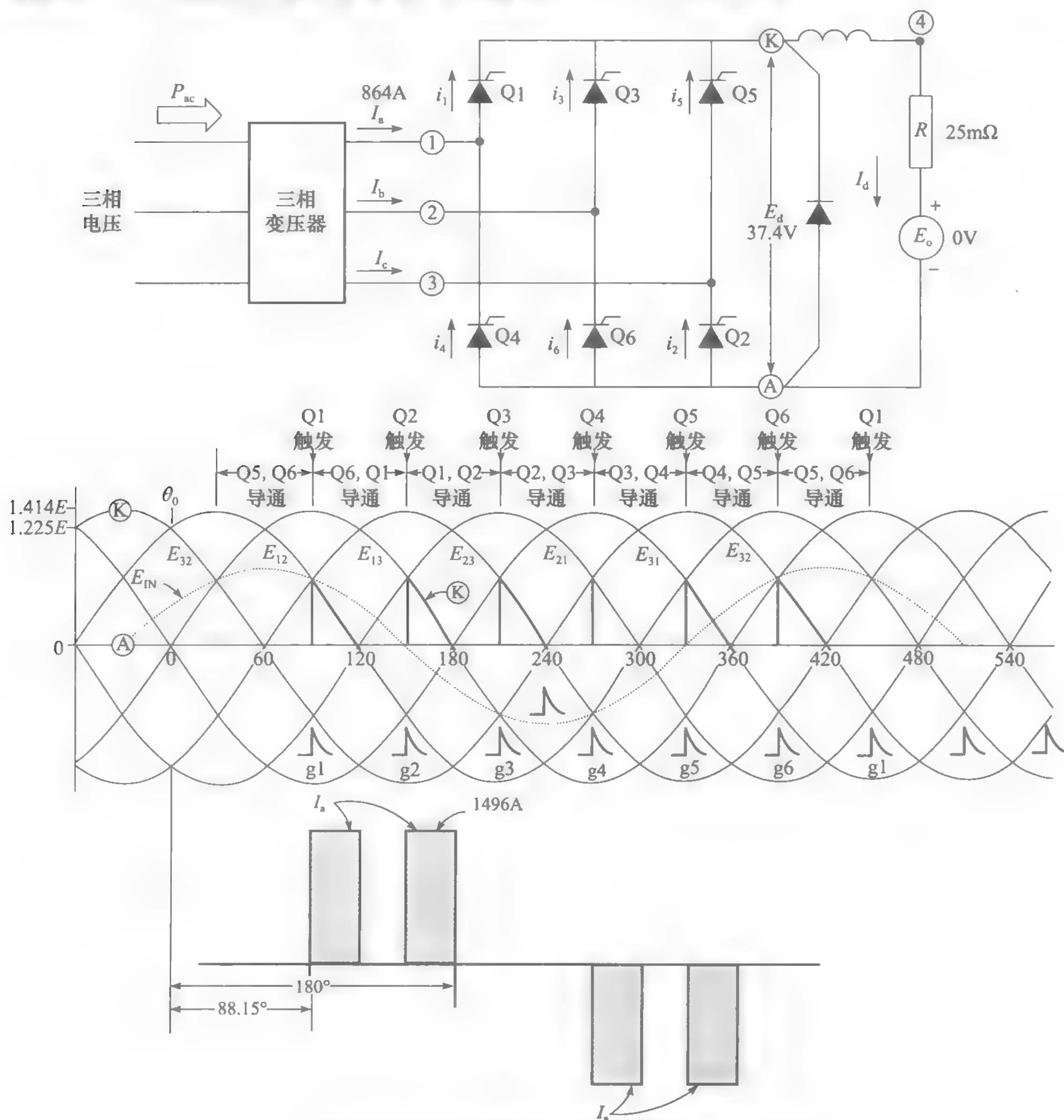
中心也滞后了 E_{1N} 正半周峰值 88.15°，即 I_a 近似滞后 E_{1N}90°。这就是为什么无功功率那么大的原因。同样的分析适用 I_b，I_c，及对应的相电压。

线电流的有效值

$$I = 0.816I_d = 0.816 \times 320 = 216\text{A}$$

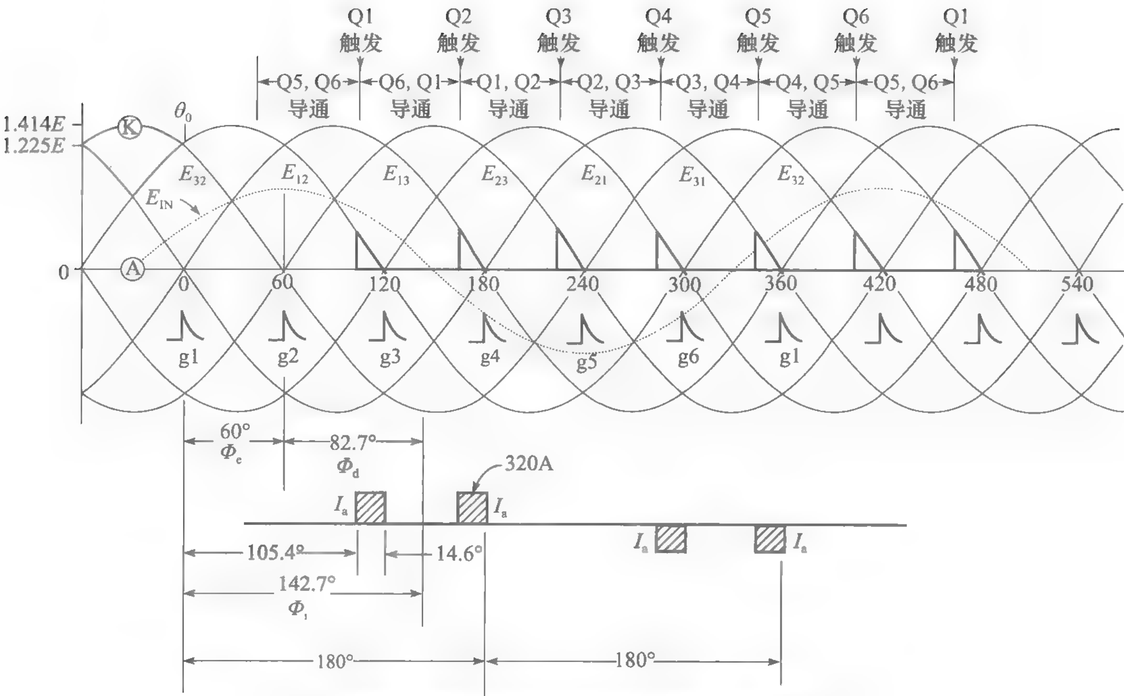
图 22-14b 显示了加在电枢两端的电压 E_{KA} 是锯齿形状的。峰值在 +137～−123V 之间振荡，但是锯齿波的平均值只有 8V。

如果能够消除 E_{KA} 波形小于零的部分，将会有效减小无功功率。原因是因为对于给定的触发角（例如 88.15°），平均电压 E_d 将会增大。负电压可以通过在 K、A 间并接一个二极管消除（见图 22-15a）。只要 K、A 间的电压值变负，二极管即开始导通。在二极管导通阶段，所有电流停止流入变流器，故线电流 I_a，I_b，I_c 都变为零。



a）具有续流二极管的整流器给直流电机供电，触发角为88.15°

图 22-15　有续流二极管的直流电机调速系统



b）具有续流二极管的整流器给直流电机供电，触发角为105.4°

图 22-15 （续）

并接二极管后，K、A 端电压 E_{KA} 如图 22-15a 所示。负半周电压被消掉了，这样电枢绕组两端的直流平均电压远大于 8V。因此，电枢电流也比 320A 大的多。为了使 $E_d=8V$，需要增大触发角 α。可以证明直流侧并接续流二极管的整流桥输出平均电压可以用下式表示

$$E_d = 1.35E[1-\cos(120-\alpha)] \tag{22.1}$$

式中，E_d 是直流平均电压（V）；E 是输入交流线线电压有效值（V）；α 是触发脉冲角（60°～120°）（°）；1.35 是常量。

在此例中，触发角（88.15°）对应的平均直流电压是

$$E_d = 1.35E[1-\cos(120-\alpha)] = 1.35\times184[1-\cos(120-88.15)]$$
$$= 1.35\times184(1-\cos31.85°) = 37.4\text{V}$$

因此，对应产生的电枢电流为

$$I = 37.4 \div 0.025 = 1496\text{A}$$

这几乎是 5 倍的额定电流，显然这是不能接受的。

为了获得所需的直流平均电压 $E_d=8V$，必须增加触发角，所以

$$E_d = 1.35E[1-\cos(120-\alpha)]$$
$$8 = 1.35\times184[1-\cos(120-\alpha)]$$
$$0.9678 = \cos(120-\alpha)$$

因此

$$120-\alpha = \arccos0.9678 = 14.6°$$

得

$$\alpha = 120 - 14° = 105.4°$$

在这个触发脉冲角下，E_{KA} 和 I_a 的波形如图 22-15b 所示。I_a 的正半周波形有两个正

电流脉冲。每个的幅值是 320A，持续时间是（120－105.4°）＝14.6°，因此，电流 I_a 的有效值是

$$I_a(\mathrm{eff}) = 320\sqrt{(4 \times 14.6)/360} = 128.9\mathrm{A}$$

因此，即使流过电枢的电流大小是相等的，三相线电流还是比图 22-14a 中小很多。

I_a 正半周的中心位置位于 105.4°和 180°之间（见图 22-15b）。

这样，角 $\Phi_i = \dfrac{105.4+180}{2} = 142.7°$。而 E_{1N} 正半周中心位置 $\Phi_c = 60°$。

因此，I_a 基波滞后 E_{1N} 的角度为 $\Phi_d = 82.7°$。位移角为 82.7°，所以对应的功率因数是

$$\mathrm{PF}(\text{位移}) = \cos 82.7° = 0.127$$

变流器从三相线吸收的有功功率是 320×8V＝2.56kW。因此，无功功率 Q 是

$$Q = P\tan(\text{位移角}) = 2.56\tan 82.7° = 20\mathrm{kvar}$$

带续流二极管的变流器只从三相线吸收 20kvar 的无功功率，而不带续流二极管的变流器吸收 79.26kvar 的无功功率。

实际上只有当触发脉冲角 α 在 60°至 120°之间，续流二极管才能产生效果。只有当 E_{KA} 小于零，二极管才能发挥自己的功能。线电流不是正弦波，含有较高的谐波分量。线电流的基波分量落后相电压的角度 Φ_d 由下式给定

$$\Phi_d = 30° + \alpha/2 \tag{22.2}$$

式中，Φ_d 是相移角（°）；α 是触发角（60°～120°）（°）；30°是常量。

电流的有效值可以由下式给出

$$I = I_d\sqrt{(120-\alpha)/90} \tag{22.3}$$

位移因数由下式给出

$$\mathrm{PF}(\text{位移}) = \cos\Phi_d \tag{22.4}$$

知道位移角 Φ_d 后即可以计算无功功率：

$$Q = P\tan\Phi_d \tag{22.5}$$

22.9　半桥变流器

当输出直流电压较低时，半桥变流器（三相桥式半控整流电路）是另外一种可以减少变流器吸收无功功率的方法。图 22-16 所示的 3 相，6 脉波变流器中 3 个开关管被换成了 3 个二极管 D_2，D_4，D_6。这个半桥变流器有和带续流二极管的变流器一样的特性。

触发角改变范围从 0°至 180°。续流二极管只在触发脉冲角大于 60°时才有效。在图 22-16 中，假设触发角是 135°。因此，在接下来的 45°范围中 E_{KA} 是正值。而线电流正负半周流通时间都是 45°。

E_{KA} 的平均值可以由下式给出

$$E_d = 0.675E(1+\cos\alpha) \tag{22.6}$$

式中，E_d 是负载的直流的电压（V）；E 是线电压的有效值（V）；α 是触发脉冲角（必须介于 60°和 180°之间）（°）；0.675 是常量（触发脉冲在 60°和 180°之间）。

用 22.8 节中的例子，产生直流平均电压 E_d＝8V 所需的触发角由下式给出：

$$E_d = 0.675E(1+\cos\alpha)$$

$$8 = 0.675 \times 184(1+\cos\alpha)$$

$$-0.936 = \cos\alpha$$

可得

$$\alpha = 159.32°$$

线电流的幅值与电枢直流电流相同，即 320A。电流持续时间是（180°－159.32°）＝

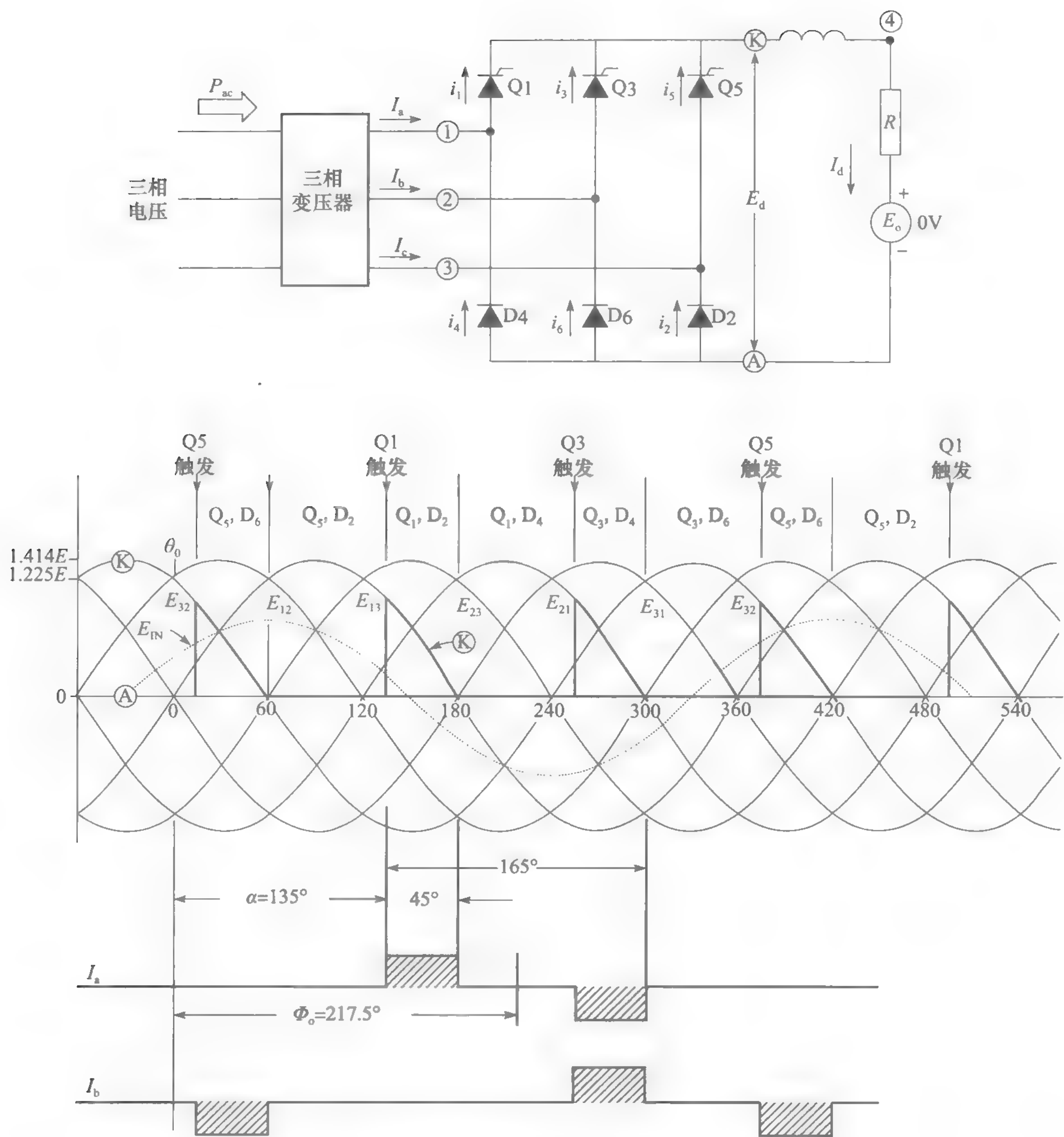


图 22-16 半桥整流器，触发角为 135°

20.68°。参照图 22-16，正电流始于 159.32°，终于 180°，负电流始于 279.32°，终于 300°。这样，电流 I_a 实际上过零在 Φ_o：

$$\Phi_o = 1/2(159.32° + 300°) = 229.66°$$

因此，I_a 的正半周峰值在角（229.66°−90°）=139.66°。这样，位移角是

$$\Phi_d = (139.66° - 60°) = 79.66°$$

位移因数是

$$\text{PF(位移)} = \cos\Phi_d = 0.179$$

如前所述，由三相线提供的有功功率是

$$P = 2.56\text{kW}$$

吸收的无功功率是

$$Q = P\tan\Phi_d = 2.56\tan 79.66° = 14\text{kvar}$$

与图 22-15b 并接续流二极管的电路相比，半桥变流器吸收更少的无功功率。

线电流的有效值可以由下式给出

$$I_d^2 \times 20.68° \times 2 = I^2 \times 360°$$

式中

$$I = 0.339I_d = 0.339 \times 320 = 108.4\text{A}$$

表 22-2 总结了 3 种前面已介绍过的变流器的基本特性。在变流器 B 和 C 中，触发角的范围为续流二极管发生作用的阶段，E_d、Φ_d、I 等值也限在此阶段。此外，负载假设为电阻。

表 22-2　几种整流器的特性（阻性负载）

项目	变流器 A	变流器 B	变流器 C
	三相，6 脉冲	三相，6 脉冲＋续流二极管	三相桥式半控整流电路
触发角 α 限制	0～90°	60°～120°	60°～180°
直流输出电压（E_d）	$1.35E\cos\alpha$	$1.35E(1-\cos[120-\alpha])$	$0.675E(1+\cos\alpha)$
相位角（Φ_d）	α	$30+\alpha/2$	$\alpha/2$
输入功率因数＝$\cos\Phi_d$	$\cos\alpha$	$\cos(30+\alpha/2)$	$\cos\alpha/2$
线电流有效值（I）	$0.816I_d$	$I_d\sqrt{(120-\alpha)/90}$	$I_d\sqrt{(180-\alpha)/180}$
总视在功率（S）	$EI\sqrt{3}$	$EI\sqrt{3}$	$EI\sqrt{3}$
总有功功率（P）	E_dI_d	E_dI_d	E_dI_d
总无功功率（Q）	$P\tan\Phi_d$	$P\tan\Phi_d$	$P\tan\Phi_d$
总功率因数	P/S	P/S	P/S

22.10　直流拖动

考虑到直流串励电动机的特殊性质，电气列车和公共汽车常设计成直流驱动系统。可利用晶闸管和 GTO 的优势，对直流驱动系统进行改进。直流串励电动机有时仍用在有轨电车上。常使用大功率斩波器来改进该系统，这种斩波器可用在数百马力电动机的驱动上，效果较好。为了体会这种改进，先回顾老式驱动系统特点。

比如说，配备两个直流电动机的列车，两电机串接电阻起动。随着转速的提高，逐渐切除串联电阻，电动机是并联的，并且串联一个电阻。最终，在列车达到额定速度和转矩时，电阻将全部被切除。连续的开关动作导致列车产生抖动，同样的情况在制动时也会出现。列车颠簸会影响乘坐舒适性，同时使列车打滑，造成牵引力的丢失。使用斩波器可避免这些问题，因为它能对转矩和转速进行平滑连续的控制。下面讨论和串励电动机连接的斩波电路。

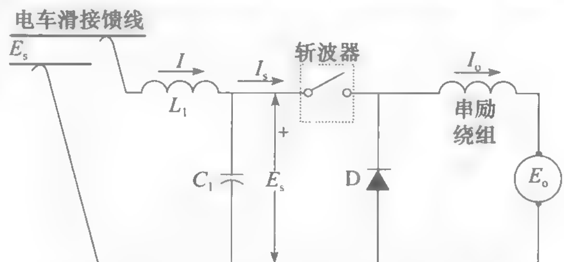


图 22-17　斩波器驱动直流串励电动机，转波器并不是如图所示的开关，而是一个一个强迫换流的 SCR

图 22-17 给出了串励电动机电枢和励磁绕组与斩波器连接的原理图。供电电压 E_s 由架空供电线路端接出，电容 C_1 提供高电流脉冲，其幅值等于电动机吸收的大直流电枢电流，平波电感 L_1 减小了电流 I 的纹波。

电动机连接后，在斩波阶段，电枢和串励绕组的电感足够大可以储存和释放电动机所需要的能量。因此，无需外接电感。电动机起动时，斩波器的频率比较低，一般是 50Hz，相应的开通时间 T_a 一般是 500μs。在一些老式系统中，开通时间 T_a 保持不变，而

开关频率改变。最高开关频率（2000Hz），由电力电子开关的开通和关断时间决定。

大多数斩波器以频率不变，开通时间 T_a 变化的方式工作。在一些精密控制中，两者都是可变的。在这些情况之中，T_a 在 20～800μs 的范围内变化。无论开关时间如何改变，斩波器的基本工作过程仍然是类似的。这样，输出低电压 E_0 和输入电压 E_s 的关系如下

$$E_0 = E_s f T_a = DE_s$$

式中，D 是占空比，f 是斩波器工作频率，T_a 是开通时间。

例 22-5 电车由一台额定功率 150hp，额定转速 1500r/min，额定电压 600V 的串励电动机驱动。额定运行时，电枢电流是 200A，线圈电阻是 0.1Ω。电车由 700V 的直流线供电。

斩波器用来控制转矩和转速。斩波器的工作频率在 50～1600Hz 之间变化，开通时间保持在 600μs。

a. 试计算当电动机堵转，电枢电流是 240A 时斩波器工作频率及母线输入电流。

b. 试计算当电动机额定运行时，斩波器的工作频率。

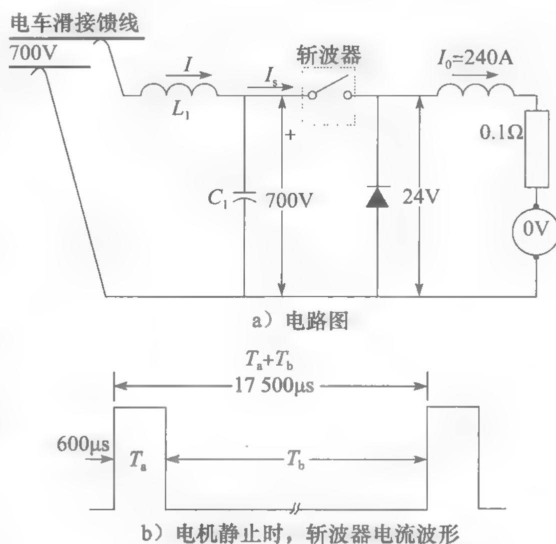


图 22-18 例 22-5 图

解 a. 由图 22-18a，线圈电阻压降 $IR = 240\text{A} \times 0.1\Omega = 24\text{V}$，当电动机堵转时反电势为 0。因此，$E_0 = 24\text{V}$，$E_s = 700\text{V}$，由此可以计算得到斩波器频率

$$E_0 = E_s f T_a$$

$$24 = 700 f \times 600 \times 10^{-6}$$

$$f = 57.14\text{Hz}$$

$$T_a + T_b = I/f = 1/57.14 = 17\,500\mu\text{s}(\text{见图 22-18b})$$

母线流入电流

$$I = I_s = P/E_s = 24 \times 240/700 = 8.23\text{A}$$

（电动机起动时，从母线流入的电流很低）

b. 在额定输出时，电动机端电压是 600V（见图 22-19a）。因此，斩波器频率为

$$E_0 = E_s f T_a$$

$$600 = 700 f \times 600 \times 10^{-6}$$

$$f = 1429\text{Hz}$$

$$T_a + T_b = I/f = 1/1429 = 700\mu\text{s}(\text{见图 22-19b})$$

输入母线电流 I

$$I = I_s = P/E_s = 600 \times 200/700 = 171\text{A}$$ ◀

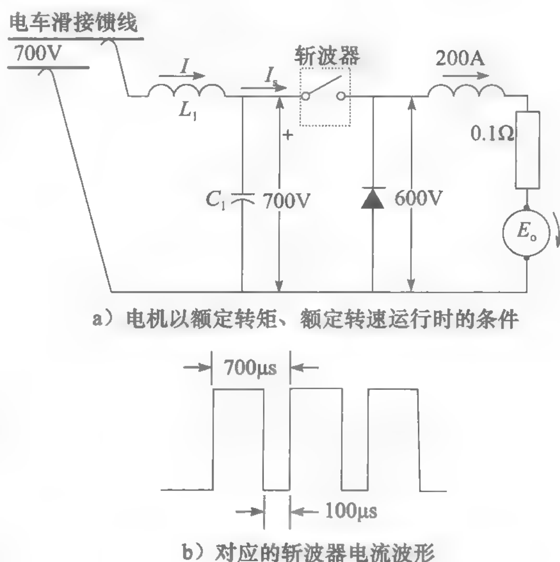


图 22-19 例 22-5 图

例 22-6 同例 22-5 和图 22-18a，计算当电动机堵转时 I，I_s 的峰值。

解 a. I_s 的平均值是 8.23A，其峰值是 240A。电流是一脉冲列。另一方面，电枢电流 I_o 稳定在 240A。

b. 电流 I 的平均值是 8.23A。因为电容上的电压有起伏，平波电感 L_1 也不是无限大的。所以，电流也会有脉动。因此，电流 I 的峰值稍大于平均值。◀

22.11 直流电动机斩波调速

在 21.42 节中，我们研究了 4 象限 DC-DC 变换器。图 22-20 中，三相电源经过 6 脉波不控整流桥变换成直流。直流输出通过滤波电感 L_d、电容 C 连接到 4 象限开关变流器。变流器由 IGBT 器件 Q1、Q2、Q3、Q4 和与它们连接的二极管组成。输出端 A、B 和直流电动机的电枢绕组相连。电枢包含电枢电阻 R_a、电枢电感 L_a 及电枢反电势 E_0。并联的励磁绕组有独立电源单独供电（图中未标出）。

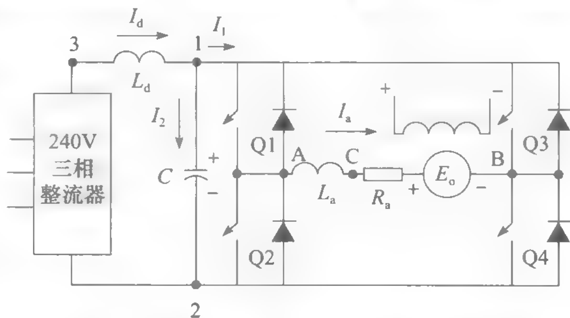


图 22-20 4 象限 DC-DC 变流器驱动直流电动机

I_1，I_2 和 I_a 代表瞬时值，由整流器输出的电流 I_d 为无脉动的常量。在开始分析之前，应先区分瞬时值和平均值（直流量）。

下面将通过 2 个例子来说明直流驱动中的参数影响。第 1 个例子中，电动机满载运行，第 2 个例子讨论电动机制动过程。

例 22-7 25hp，250V，900r/min 的直流电动机和开关频率为 2kHz 的直流斩波器相连。三相电源为 240V，频率 60Hz（如图 22-21a 所示）。500μF 的电容 C 和电感 L_d 组成滤波器。电枢电阻和电感分别是 150mΩ 和 4mH。电机的额定电枢电流是 80A。求：

a. 当电动机运行在额定转矩和额定转速时变流器的占空比；

b. 电流 I_1、I_2 和 I_a 的波形；

c. 电压 E_{12} 和 E_{AB} 的波形。

解 三相整流器输出的直流电压由下式给出

$$E_d = 1.35E = 1.35 \times 240\text{V} = 324\text{V}$$

该电压也就是变流器输入端 1、2 之间的电压。

为了使电枢上的平均电压为额定电压 250V，变流器的占空比也要跟着调整。它们的关系式由式 21.24

$$\text{输出电压} = \text{输入电压} \times (2D-1)$$

$$E_{LL} = E_H(2D-1)$$

故

$$250 = 324(2D-1)$$

因此

$$D = 0.886$$

A、B 两端的平均电压是 250V（见图 22-21a）。

因为电动机输出额定转矩，电枢流过额定电流 80A。在电枢绕组上的电阻压降是

$$80\text{A} \times 0.15\Omega = 12\text{V}$$

转速为 900r/min 时，电枢绕组电压（电枢反电势）：

$$E_0 = 250 - 12 = 238\text{V}$$

电动机的输入功率是

$$P = 250\text{V} \times 80\text{A} = 20\,000\text{W}$$

忽略变流器中损耗，由整流器输出电压为 324V，下面给出整流器输出电流 I_d

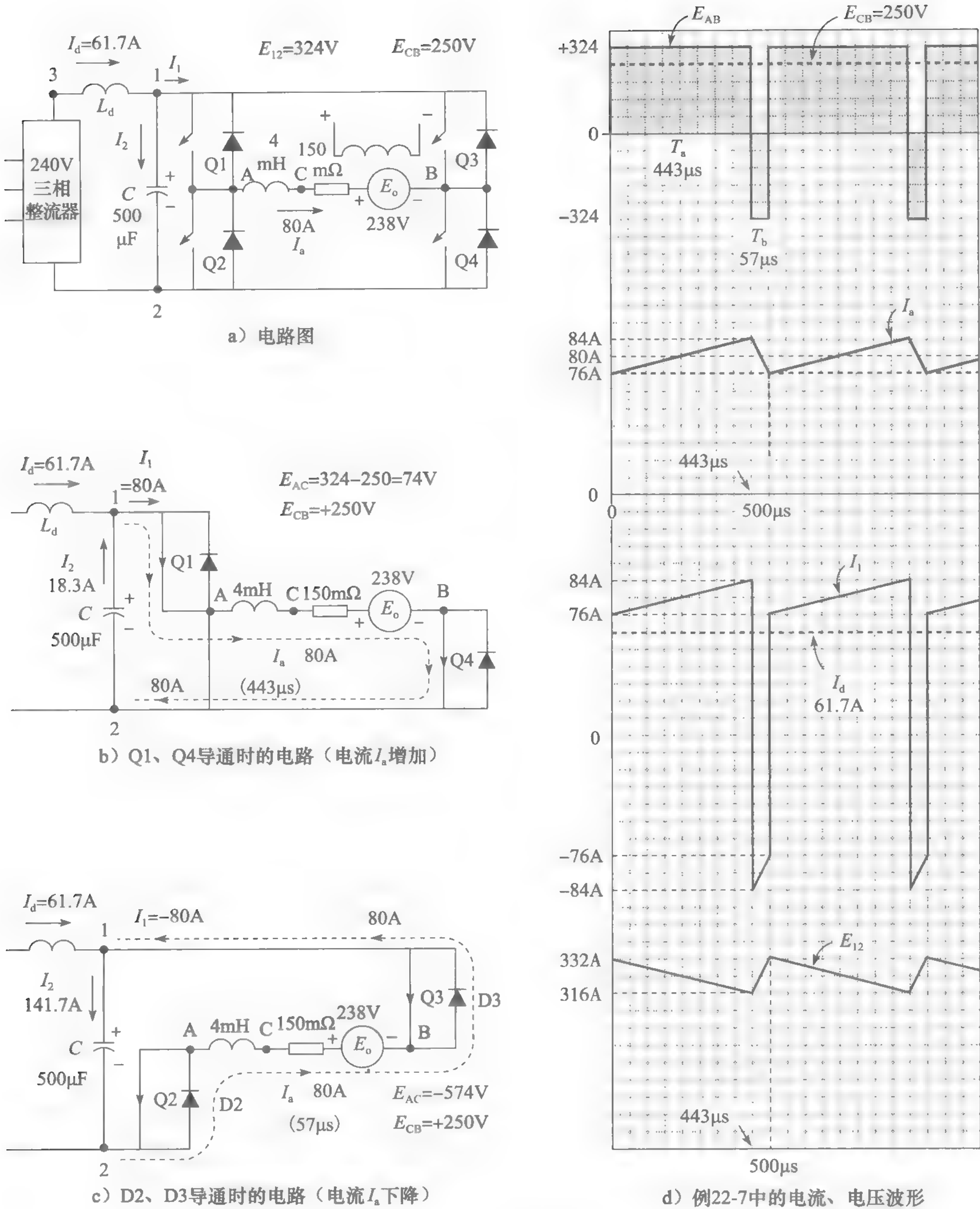


图 22-21 例 22-7 图

$$324 I_d = 20\,000$$

$$I_d = 61.7\text{A}$$

因为变流器的开关频率是 2kHz，所以一个开关周期是

$$T = 1/f = 1/2000 = 500\mu s$$

Q1（或是 Q4）的开通或者关断时间分别是，

$$T_a = DT = 0.886 \times 500 = 443\mu s$$

$$T_b = 500 - 443 = 57\mu s$$

由此可知，Q2（或是 Q3）相应的开通和关断时间是 57μs 和 443μs。

Q1 和 Q4 同步工作，Q2 和 Q3 同步工作。两组开关互补工作。

Q1 和 Q4 导通时，电枢电流回路如图 22-21b 所示，流通持续 443μs。在这段时间内，I_1（=80A）如图示正方向流通。值得注意的是，尽管电枢电流有 80A，整流器输出电流只有 61.7A。因此电容必须输出电流（80－61.7A）＝18.3A。电容放电引起的电容电压下降 ΔE 为

$$\Delta E = Q/C = 18.3\text{A} \times 443\mu s/500\mu\text{F} = 16\text{V}$$

接着 Q1 和 Q4 关断 57μs。在这段时间内 Q2 和 Q3 导通（如图 22-21c），因为电枢电流的流向和 IGBT 允许的流通方向相反，故 Q2 和 Q3 中并无电流流过。由于存在电枢电感，电枢电流必须连续流通。因此，电枢电流通过 Q2 和 Q3 并联的二极管 D2 和 D3 形成通路，如图 22-21c 所示。注意到 I_1（＝80A）流向端 1，和图 22-21b 中的方向相反。

与此同时，因平波电感 L_d 的存在，整流器的输出电流 I_d 也是连续不变。这样，根据基尔霍夫电流定律，流入电容的电流值 I_2 为（80＋61.7）＝141.7A。这表明上述电路中必须要有电容。如果没有并接电容，在 57μs 时间段内，电枢电流将不能流通。该段时间中，电容充电，电容电压上升 ΔE

$$\Delta E = Q/C = 141.7\text{A} \times 57\mu s/500\mu\text{F} = 16\text{V}$$

57μs（电流上升阶段）和 443μs（电流下降阶段）两个时间段内电容两端的电压上升值和下降值相等。这样电容两端电压脉动的峰峰值是 16V。因此，1，2 两点间的电压在电压（324＋8）＝332V 和（324－8）＝316V 之间波动，波动幅度为 2.5％，不会影响电动机的运行工作。

下面详细分析电枢电流，特别是电流的脉动。在图 22-21b 中，电枢上电感电压可以通过建立以下 KVL 方程得到：

$$E_{AC} + E_{CB} + E_{B2} + E_{21} + E_{1A} = 0$$
$$E_{AC} + 250 + 0 - 324 + 0 = 0$$

得

$$E_{AC} = 74\text{V}$$

因此，所以在 443μs 时间段内的电压时间乘积是 74×443＝32 782μs·V。所以电枢绕组电流的增加量 ΔI_a 是：

$$\Delta I_a = A/L_a = 32\,782 \times 10^{-6}/0.004 = 8\text{A}$$

如图 22-21c 所示，电枢上电感电压可以通过建立 KVL 方程来求得：

$$E_{AC} + E_{CB} + E_{B1} + E_{12} + E_{2A} = 0$$
$$E_{AC} + 250 + 0 + 324 + 0 = 0$$

因此，$E_{AC} = -574\text{V}$。这个负压使得电枢上的电流迅速下降。所以在 57μs 时间段内电枢电流的变化值是

$$\Delta I_a = 574 \times 57 \times 10^{-6}/0.004 = 8\text{A}$$

两段时间内电流的增量和减少量相等。电枢电流的峰峰变化为 8A，这样电枢电流在（80＋4）＝84A 和（80－4）＝76A 之间脉动。图 22-21d 给出各个电压电流的波形。◀

例 22-8 分析电动机的制动过程。本例中的电动机参数和例 22-7 中的相同。假设在转速为 900r/min 时开始制动，为了方便分析，设电动机负载的惯量很大。因此，电动机转速无法很快的改变。20Ω 的制动电阻取代 6 脉波整流桥并接在变流器的 1，2 端（见图 22-22）。如制动转矩为额定转矩的 75％，则电枢电流为 0.75×80A＝60A。开关频率为 2kHz，保持不变。求：

a. 电阻上电压降；

b. 所需的占空比；

c. 该系统的制动特性。

解 a. 因为开始制动时电动机转速是 900r/min，所以电枢感应电势是 238V。电动机应运行在发电机状态，从（+）端流出的制动电流是 60A，如图 22-22 所示。

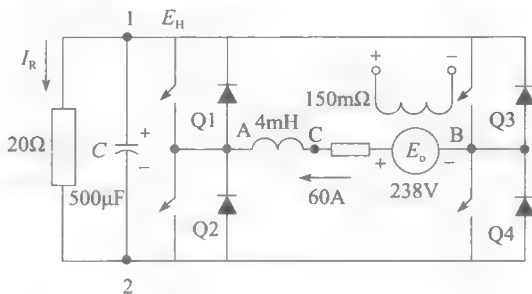


图 22-22 能耗制动（例 22-8 图）

电枢电阻上的电压是 0.15Ω×60A=9V。

B，A 两端的直流电压是（238−9）=229V，即为变流器输出的平均电压 E_{LL}。

下面计算变流器 1，2 端的输入电压 E_H，如下分析：

假设负载惯量很大，在 10 个变流器开关周期内，转速基本上仍是 900r/min。在这 10 个周期内，变流器输出的功率等于制动电阻吸收的功率。

$$229\text{V}\times 60\text{A} = (E_H)^2/20\Omega$$

因此

$$E_H = E_{12} = 524\text{V}$$

这个电压值比之前的运行电压 324V 高很多。这有利于阻止变流器持续向驱动器供能。另一方面，电压也不能太高，否则会超过 IGBT 所允许的耐压值。

电阻上流过的平均电流值是

$$524\text{V}/20\Omega = 26\text{A}$$

b. 知道变流器的输入和输出平均电压后，就可以计算占空比的值：

$$E_{LL} = E_H(2D-1)$$

$$229 = 524(2D-1)$$

可得

$$D = 0.72$$

因此，Q1 和 Q4 的开通、关断时间分别是

$$T_a = DT = 0.72\times 500 = 360\mu\text{s}$$

$$T_b = 500 - 360 = 140\mu\text{s}$$

Q1 与 Q4 同步工作，Q2 与 Q3 也同步工作，Q2 和 Q3 的开通时间和关断时间分别是 140μs 和 360μs。

当 Q2 和 Q3 导通时，电枢绕组的通路如图 22-23 所示。这段导通状态持续 140μs，在这时间内，电流 I_1(=60A）从端 1 流出，在电阻上流过的电流仍然是 26A。因此，电容输出电流为（60+26)=86A。电容放电，电容上的电压下降值是

$$\Delta E = Q/C = 86\text{A}\times 140\mu\text{s}/500\mu\text{F} = 24\text{V}$$

接着，当 Q2 和 Q3 关断，Q1 和 Q4 导通时，电流通过 D1 和 D4 流通（见图 22-24）。在这段时间内，根据 KCL，流入电容的电流（60−26）=34A。这样电压的变化量为

$$\Delta E = Q/C = 34\text{A} \times 360\mu\text{s}/500\mu\text{F} = 24\text{V}$$

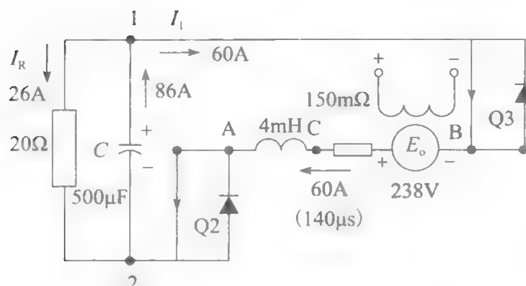


图 22-23　Q2、Q3 中的电流

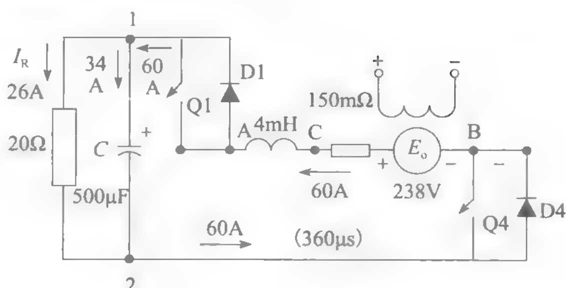


图 22-24　D1、D4 中的电流

两段时间内电压的增加量和减少量相等。因此电阻上的电压在 524＋12＝536V 和 524－12＝512V 之间浮动。

这个算例说明，变流器可以向制动电阻传递功率，这样做时，电动机将会减速，A、B 两端的电压将会逐渐下降。通过在减速阶段连续调整占空比，可以使制动电流保持在 60A，速度仅占其额定值的一部分。这种控制可以由电子控制电路完成。◀

22.12　无刷直流电动机基础

某些包括电子线路的直流电机系统与传统直流电机差别较大，其原因是通常的旋转换流器被静止不动的电子变流器取代了。下面分析无刷直流电机的工作原理。

分析 2 极，3 绕组（A、B、C 绕组，在空间互差 120°）直流电动机（见图 22-25）。每个绕组的两个端部分别和换向器（共 6 块换向片）上相对的两换向片相连。两个较窄的电刷和恒流源相连接，恒流源通过电枢和换向器给绕组供电使得电机旋转。磁场由永磁体 N、S 产生。

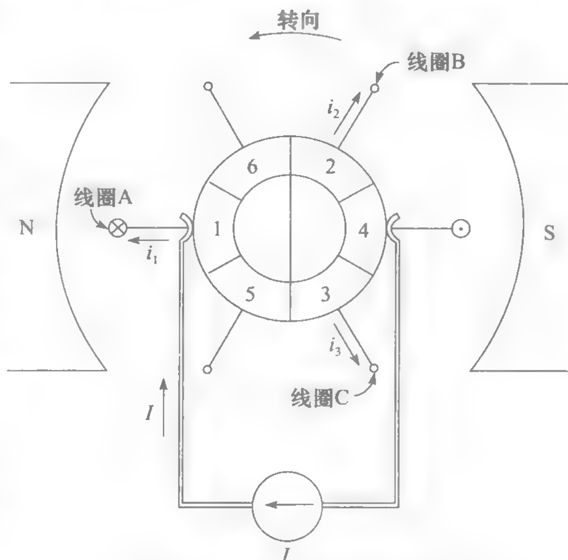


图 22-25　直流电动机的换向原理

当电枢处于图示位置时，电流从绕组 A 的正向端流入，产生的转矩是逆时针的。一旦该绕组脱离接触，相邻的下个绕组就接通。正对 N 极的绕组电流总是流入纸面，而正对 S 极的绕组电流总是流出纸面。因此，电动机的转矩连续，可以用下式表示

$$T = kIB \tag{22.7}$$

式中，T 是电动机转矩（N・m）；I 是导体中流过的电流（A）；B 是磁极下的平均磁通密度（T）；k 是常量，和电枢尺寸、绕组匝数有关。

假如电枢电流和励磁磁通是固定不变的，则转矩结果也是固定不变的，和电动机转速无关。

换向器中的换向片宽度是 60°，因此，在每个线圈中流通的电流也是 60°的脉冲波。此外，线圈中电流每半周改变一次方向（见图 22-26）。电流的交替性有着很关键的重要性。假使电流方向不交替变化，则当电枢旋转时，产生的转矩方向交替，净转矩为 0，电动机无法输出能量。

图 22-26 给出了 A、B、C 三相交流电流波形图。这和有三个独立电源供电的电枢是一样的。唯一的区别是电流波形是矩形的，不是正弦形的。本质上来讲，换向器是一个机械变流器，将直流转换成交流。电流的频率如下

$$f = pn/120 \qquad (22.8)$$

式中，p 是极对数，n 是电动机的转速(r/min)。线圈电流频率和电动机的转速有关，因为电动机旋转速度越快，电刷换向速度也越快。换句话说，换向器在线圈中产生交流电，交流电的频率应满足电动机在任何转速时都能产生正转矩。

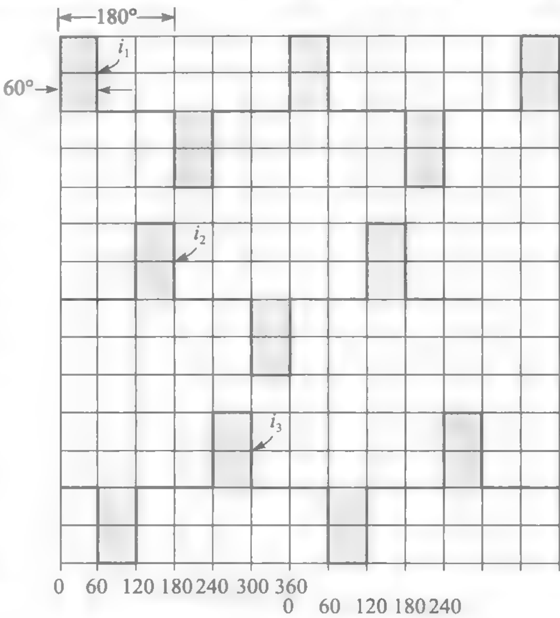


图 22-26　线圈中的电流为交流电

电枢绕组旋转，切割由 N、S 磁极产生的磁场。因此，电枢绕组中产生感应电势，感应电势的频率同式 22.8。由于电枢绕组在空间上位置，3 相绕组上的电压互差 120°。绕组中感应的是交流电势，而电刷两端则是直流电势。其原因是电刷总是和沿相同方向切割磁场线的线圈相连，因此，电势极性也相同（见 4.2 节）。

假使电枢是和直流电压 E 相连，电枢反应电势会逐渐增大至和 E 基本相等的 E_0（见 5.2 节）。当电枢绕组由一个电流源供电时，如何判断电机的转速？电动机将会一直加速直到电磁转矩和负载转矩相等。因此，电压源供电的直流电动机转速是由反电势和供电电压两者决定的；电流源供电的直流电动机的转速是由电动机的电磁转矩和负载转矩决定的。机械负载的转矩通常随着转速的提高而提高。因此，对于一个电动机，当速度足够高时，总可以达到转矩平衡状态。值得注意的是，电流源供电的直流电动机不允许空转。

22.13　无换向器电动机

图 22-5 中，每个线圈均流过交流电，可以采用集电环和双向开关替代电刷（见图 22-27），每个开关一般有 4 个触点。例如线圈 A，当线圈边 1 和 N 极相对（60°区间）时，开关触

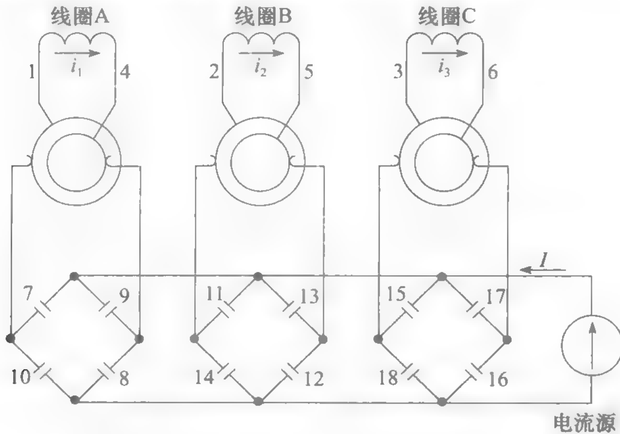


图 22-27　用机械开关阵列、集电环来取代换向器

点 7 和 8 和电流源接通（见图 22-28），随后开关关断（120°区间），直至线圈边 4 相对 N 极，触点 9、10 闭合。因此，根据线圈 A 的位置同步改变开关，可以得到和有换向器时一样的效果。

线圈 B、C 工作过程和线圈 A 的类似，只是控制开关的时刻不同。图 22-27 给出了 12 个开关触点，6 集电环无换向器直流电机和电流源的连接方式。在这里，双向开关相当于 3 相机械变流器，将直流变成交流。集电环则把静止的开关、直流电源和旋转的电枢连接起来。

显而易见，图 22-7 所示开关阵列比原来的换向器复杂得多。但是，我们可以使磁极旋转，电枢静止不动，从而让电路得以简化。因为这种变化，可以不再使用集电环。最后，可采用 GTO 取代原来的开关触点（见图 22-29），12 个 GTO 的门极控制信号由转子的位置信号给出。

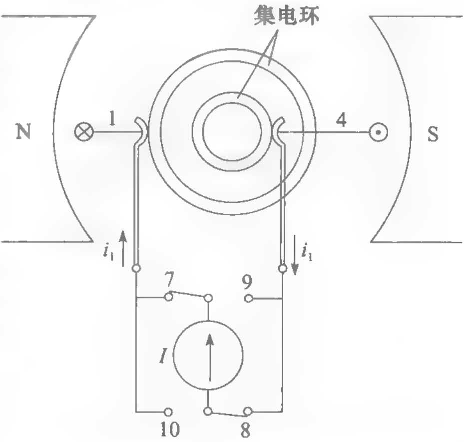


图 22-28 线圈 A 中电流控制原理图

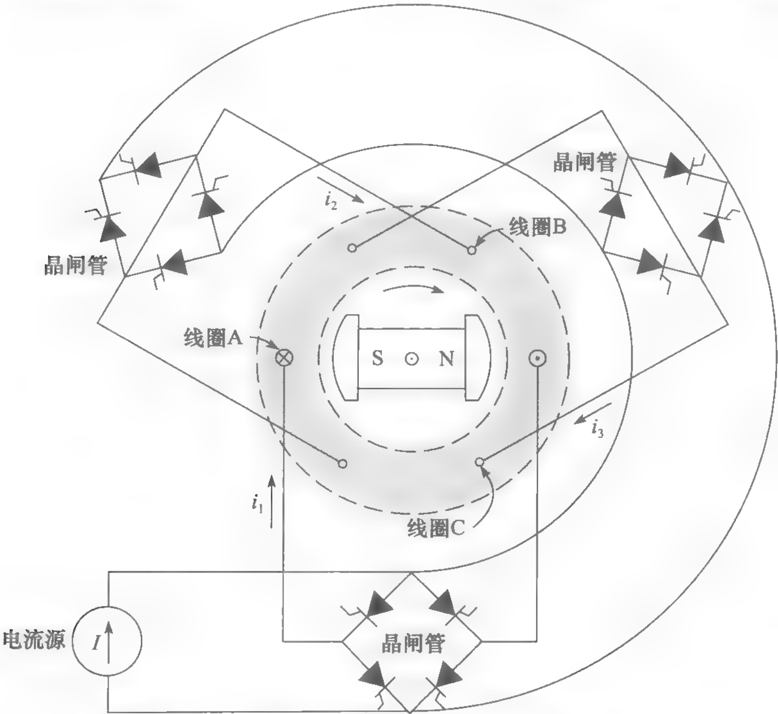


图 22-29 电枢位于定子，晶闸管取代机械开关

图 22-29 所示的直流电动机和图 22-25 所示的直流电动机差别很大，但它们的特性相似。

1. 如果增加电流 I 或者增强 N、S 的磁场强度，电磁转矩增加，电机的转速也会跟着增加。

2. 假如把电刷朝着如图 22-25 电机旋转方向相反的方向移动，每个线圈中的电流将会比原来更早流通。因此，每个线圈中的电流将超前线圈两端的电压。这也可通过提前触发图 22-29 所示的晶闸管来达到同样的效果。在这些情形下，电机输出无功功率，同时，从变流器回路吸收有功功率。

3. 假如将电刷移动180°，则绕组中电流的流向将会和图22-25所示方向相反。然而，线圈中的感应电势不会改变，因为该电势只取决于电机的速度和转动方向。因此，电动机运行在发电机状态，将直流电能回馈电流源。

如果将图22-29中晶闸管的触发脉冲角延后180°。使得晶闸管工作在整流状态，向直流电流源回馈电能。

通过以上分析，可以知道图22-25和图22-29所示的电机是等价的。唯一的区别是，其中一个装备机械旋转换向器，另一个则采用了含12个晶闸管的静止不动的电子换向器，通过改变触发角，可以产生和移动电刷一样的效果。

22.14 类似无刷直流电机的同步电动机

图22-29所示旋转磁场电机和三相同步电动机结构上相似。但是，从吸收交流能量的角度来看，它更像是"无刷"直流电机，这对运行效果有很显著的影响。

首先，由于这种同步电动机的定子频率不固定，而是自动随转速而变化，故不会发生失步现象。电机驱动器中晶闸管的触发脉冲根据转子的瞬间位置而产生，因此，电动机不会在负载突变时发生振荡。

其次，绕组中电流与绕组两端电压的相角可通过触发角来调整，从而可使同步电动机以超前、滞后、单位功率因数运行。

最后，由于电压与电流间的相位角完全可控，电机可作为发电机运行将能量回馈至直流电流源，变流器工作在整流状态。

与常规直流电机一样，图22-29中的电流 i_1、i_2、i_3 仅在60°区间流通。实际上，将线圈接成Y型，并用3相、6脉波变流器供电，导通区间可扩展至120°，这可将晶闸管的数目减半。由于电流持续时间加倍，绕组承载电流的能力得到提高。门极触发角取决于转子的位置，线电压 E_s 与线电流 I 间的相角可通过控制触发角来调整。在图22-30的电路中，电动机的功率因数应稍超前，以便提供变流器吸收的无功功率。

图22-30中的变流器和电动机可用图22-31中的直流电动机来代替，直流电机电枢绕组为Y联结，3个端分别接到换向器的3个换向片上。2个图中相应的电压、电流相同。

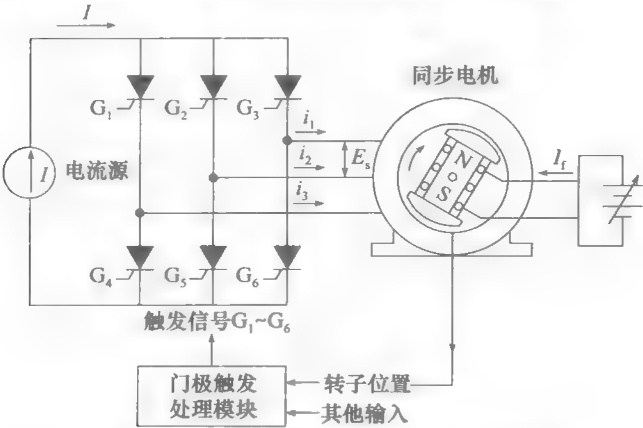


图22-30 由变流器驱动的无刷直流电动机

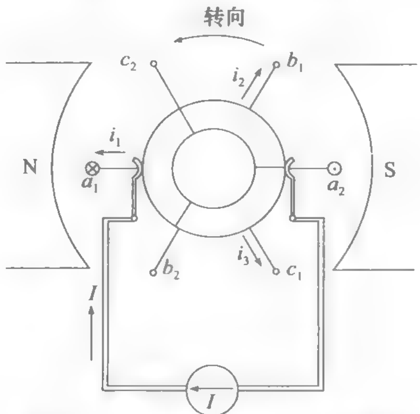


图22-31 与图22-30中电动机等效的基本直流电动机

22.15 标准同步电动机和无刷直流电动机

用固定频率的触发脉冲来控制变流器，可使图22-30所示电机的性能与传统同步电动

机完全一样。此时，门极触发脉冲不再与转子转速及位置有关。

显然，触发脉冲的性质决定了电机是无换向器电动机还是同步电动机。触发脉冲频率固定时，电机为同步电动机；触发脉冲频率取决于转子速度时，电机为无换向器直流电动机。[㊀]

22.16　无刷直流电动机的实际应用

图22-32是一个无刷直流电动机的实际应用例子。图中所示的小风扇，额定电压是12V，额定输出功率只有1W。这台小风扇采用了前面讨论过的相关技术。

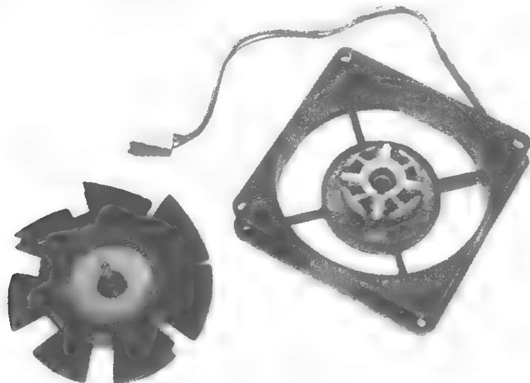


图22-32　由无刷直流电机驱动的1W，12V dc，2500r/min的小风扇，左侧为7叶片的风扇，沿其内圆周装有4块永磁体以形成磁场；右侧为有4个线圈的静止电枢，由位置检测器与电子开关组成电子换向器进行换向，其作用等同于1对电刷安放在4换向片的换向器上

电动机是永磁同步电机，其电枢是定子，转子是永磁体。电枢有4个突出的极，2套相同绕组，AA和BB。如图22-33所示，线圈组AA通电时产生2个N极的磁极，随之产生2个S极的磁极（见图中S_c）。同样，当线圈组BB通电时产生2个N极的磁极（原先图示所在的位置）。定子线圈组AA、BB通过2个电子开关循序地通电相同时间长度。这样，这个无刷直流电动机实际上可以当作2相同步电动机来分析处理。

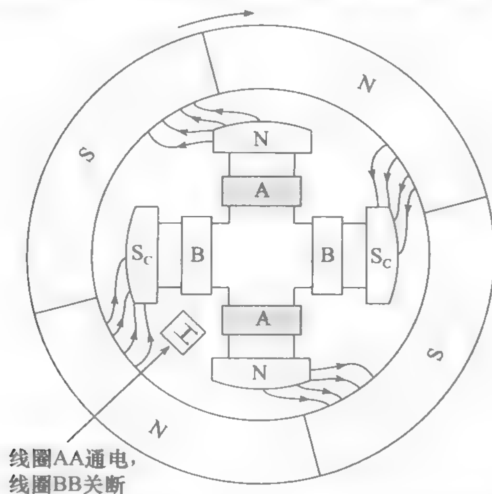


图22-33　驱动风扇的1W，12V无刷直流电机结构图

㊀ 熟悉反馈理论的读者可通过开环或闭环来区分这两种电动机。

电动机的转子有4个永磁铁，假设电动机顺时针转动。静止不动的传感器H检测转子旋转的位置。假如传感器正对着转子的N极，如图22-33所示，则输出一个开关信号给电子开关，使线圈A、A导通。这在转子和定子磁极之间产生一个顺时针的电磁转矩，使得电动机连续旋转。此刻相应极间的磁通分布如图所示。

如果传感器正对着的是S极，则另一对线圈B、B导通。此时，线圈A、A没有被激励，这同样产生顺时针转矩。因此，电子开关根据传感器H的输出不断切换导通的线圈组，使得转子上受到连续的顺时针力，从而保持转子连续旋转。通过位置传感器H，将电子开关的开关频率和旋转速度联系起来。

图22-34是风扇电机绕组的控制电路，它包含2个工作在开关状态的晶体管Q1和Q2。晶体管Q1的基极和传感器H的输出相连。传感器H实际上是一个霍尔效应传感器，在N极性的影响下，产生2V电压输出，在S极的影响下，输出0V。2.2μF电容用来断电时吸收电感电能。

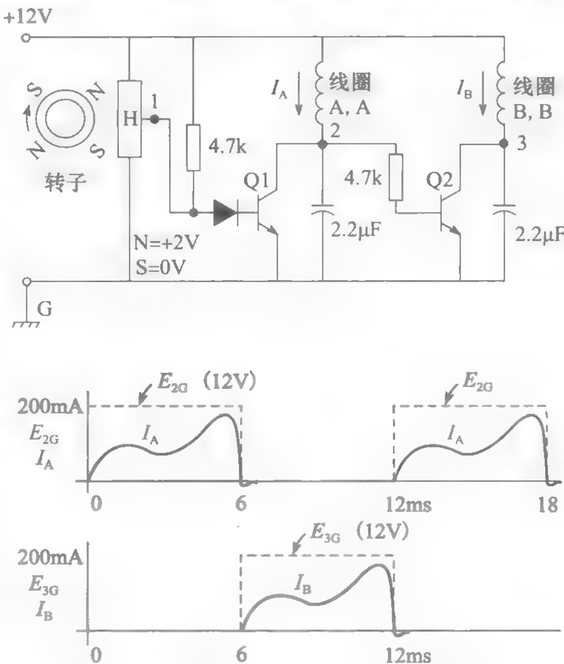


图22-34 无刷直流电动机控制电路及相关波形

图22-34给出了线圈组的电流波形。一周期持续12ms，对应电动机转过半转。这样，通电频率是1/0.012=83.3Hz，电动机的转速是2500r/min。

该小风扇用作电脑的冷却部件。这种无刷电动机有几个优点。(1)即使工作数千个小时，也不需要维护。(2)因为没有电刷，所以不会有电刷磨损产生的粉尘对周围器件的损坏。(3)因为没有电刷，故比普通直流电机安静，电刷摩擦和产生的电火花都会产生噪音。(4)该电动机的高度稳定性使电脑元件不会因为没有及时冷却而损坏。

在接下来的一章，将会分析数千马力的无刷直流电机，这种电机一般由三相交流电源供电。因此，将在交流电机驱动中讨论它。

习题

初级

22-1 在下列电机状态中，电机运行在哪个象限？
 a. 电动机状态；
 b. 发电机状态。

22-2 运行在第三象限的直流电动机，转动方向为顺时针，判断此时的转矩方向是顺时针的还是逆时针的？

22-3 两极直流电动机的旋转速度是5460r/min，试求电机绕组中的感应电势频率是多少？

22-4 图22-1中，变流器和3相，线电压为480V，60Hz的电源连接，触发延迟角是15°。开关s闭合，电枢电流为270A。
 试计算：
 a. 电枢上的直流电压；
 b. 提供给电机的功率；
 c. 二极管中的平均电流；
 d. 假如电枢回路上的电阻是0.07Ω，求电机的功率输出。

22-5 试分析，为什么当图22-1中励磁磁场反向或者是电枢绕组反接，电枢会向三相线回馈能量。

22-6 比较图22-5和图22-8驱动设备的基本运行情况。

22-7 a. 什么是无刷直流电机？试描述基本结构和控制运行方式。
 b. 什么是半桥变流器？和三相桥式变流器

相比，半桥变流器有什么优点？

中级

22-8　图 22-1 所示的并励电动机，额定电压 180V，额定电流 2A。
a. 计算供给单相桥的 60Hz 电源电压的有效值；
b. 励磁电源两端电压纹波峰峰值；
c. 磁场电流中是否有大的纹波？试解释。
d. 画出交流侧的电流波形；
e. 线电流的有效值。

22-9　一台 10hp，240V，1800r/min 的永磁直流电动机，电枢电阻为 0.4，额定电枢电流是 35A。由图 22-1 所示的变流器供电。假如交流线电压为 208V，60Hz。电动机运行在额定负载状态。试计算如下：
a. 额定电压时的触发延迟角；
b. 变流器吸收的无功功率；
c. 线电流的有效值；
d. 900r/min 时的感应电势。

22-10　题 22-9 中的电机降压起动，起动电流为 60A。试计算：
a. 触发延迟角；
b. 变流器吸收的无功功率；
c. 电感是否从交流源吸收无功功率？

22-11　图 22-5 中性线 1 中串接安培表，读数为 280A，3 相功率因数表读数为 0.83（滞后）。试计算：
a. 直流负载电流 I_a；
b. 当变流器 1 单独运行在逆变状态时的触发角。

22-12　图 22-9 中的起重机电动机在转速为 400ft/min 时，举起 5000lb 质量的物体。
a. 忽略传动损耗，试计算当 $I_d = 150$A 时 E_0 的数值。
b. 知道电阻 $R_a = 0.1\Omega$，计算变流器电压 E_d。

22-13　在题 22-12（见图 22-9）中，假如负载相同，以稳定速度 100ft/min 下放重物，试计算：
a. 电枢电流和方向；
b. 电势 E_o 和极性；
c. 电压 E_d 和极性；
d. 有功功率流向。

22-14　在题 22-12 中，假如重物悬挂在半空中。试计算：
a. 电势 E_o；
b. 电枢电流 I_d；
c. 电压 E_d 和极性。

22-15　假如三相电源频率为 60Hz，供电线电压为 240V，试计算触发延迟角
a. 习题 22-13；
b. 习题 22-14。

22-16　a. 参考图 22-18a，计算续流二极管中的平均电流和峰值电流；
b. 二极管中的峰值反向电压。

22-17　将 600V 的直流电源通过斩波器和串励电动机相连。斩波器的开关频率是 800Hz，功率脉冲作用时间为 400μs。假如供电电流是 80A，试计算：
a. 电枢电压；
b. 电枢电流；
c. 假设电枢电感很大，画出续流二极管的电流波形。

高级

22-18　图 22-8 中，当电枢顺时针旋转时，电动势 E_0 的极性如图中所示。当电枢电流如图中流通，电机顺时针旋转，运行在第一象限。分析变流器 1 和 2 在电机在以下象限运行时的工作状态
a. 象限 2；
b. 象限 3；
c. 象限 4；
d. 分析在以上每种情况下，电流、电势 E_o 的方向。

22-19　一台 200hp，250V，600r/min 的直流电动机，由一个和图 22-20 类似的 4 象限变流器驱动。GTO 的开关频率为 125Hz，直流电源的电压为 280V。电动机的主要参数如下：
电枢电阻：12mΩ
电枢电感：350μH
额定电枢电流：620A
在起动阶段，平均电枢电流是 620A。为了限制电流波动，Q4 保持导通，Q3 保持关断。因此，在起动阶段，变流器为 2 象限变流器。
a. 忽略电子开关上的电压降，当电动机堵转，电枢电流 620A 时，试计算占空比；
b. 计算电流纹波峰峰值；
c. 假设电子开关上的电压降是 2V，计算占空比和电流纹波峰峰值；
d. 在起动阶段，如果变流器运行在四象限状态，电流纹波是否严重？

22-20　图 22-25 所示电机的参数如下：
电枢直径：100m

电枢轴向长度：50mm

线圈匝数：200

转速：840r/min

空气气隙中磁通密度：0.5T

电枢电流：5A

利用上述参数，试计算：

a. 线圈中的感应电势；

b. 电刷间的直流电压；

c. 各线圈中的电压频率；

d. 电流频率；

e. 电机输出功率；

f. 电机输出转矩。

22-21 a. 参考图 22-17，假如移去电容 C_1，将会发生什么？

b. 参考图 22-18a，计算电容 C_1 的大小 [μF]，使得放电阶段电容两端电压降不超过 50V。

22-22 带续流二极管的三相全桥整流器，交流侧线电压是 240V，直流侧是一个内阻为 0.4 的电枢，额定电枢电流是 40A。试计算：

a. 当电机静止时，电枢电流为 60A 时所需的电压；

b. 电流为 60A 时的触发角；

c. 变流器吸收的无功功率。

工程应用

22-23 见图 22-21，如图示方向的电枢电流是 80A，假如电流是在减小，试判断 A，C 端的电压极性？

22-24 见图 22-21a，电流 I_a 是 +80A，电流增加速度为 6000A/s。试计算 3ms 之后的电流值和 4mH 电感上的电压值。

22-25 参考图 22-20，$I_d = +153\text{A}$，$I_1 = +140\text{A}$，$E_{12} = +300\text{V}$，电容 $C = 7000\mu\text{F}$。

试计算，电流 I_2 和电容 C 上的电压变化率？电容是在充电还是在放电？

22-26 参见图 22-20，数据如下：

$L_a = 20\text{mH}$，$R_a = 1.2\Omega$，$E_0 = +65\text{V}$，

$I_A = +5\text{A}$，$I_1 = -5\text{A}$，$E_{AB} = +60\text{V}$。

电流 I_A 是在增加还是在减小，试求变化率？

第23章

交流电机的电子控制

23.0 引言

第22章介绍了能使直流电机高效率运行的电力电子控制系统。4象限控制可以满足精确的高速传动系统的要求。电力电子控制同样适用于交流电机。这样，可使用电力电子装置控制笼型、绕线型感应电机和同步电机。通过改变电压和电流来控制直流电机，而通过改变电压和供电频率来控制交流电机。直流电机有很好的控制性能，但为什么还要使用交流电机？以下是此问题的答案：

1. 交流电机没有换向器和电刷；因此，不需要经常维护。
2. 交流电机比直流电机价格便宜（重量也轻一点）。
3. 在恶劣的环境条件下，交流电机更加耐用，运行得更良好。
4. 交流电机可以在很高的电压下工作，高达25kV。直流电机只能工作在1000V以下。
5. 交流电机的容量可以大得多，可以高达50 000kW。直流电机则低于2000kW。
6. 交流电机能够运行在100 000r/min的转速下工作，但是大容量直流电机转速一般低于2000r/min。

本章主要讨论三相电动机及其控制系统。读者首先应复习21章、22章中关于电力驱动的基本原理。此外，为了理解交流电机控制的基本原理，读者应该复习20.18和20.20，这两部分阐述了改变供电电压频率对笼型感应电机运行特性的影响。

23.1 交流驱动装置的类型

交流驱动装置有很多类型，主要可以归类成以下几种：

1. 交-交变频器
2. 调压器
3. 线路换流（电网换流）式交-直-交变流器
4. 自换流式交-直-交变流器
5. PWM变流器

交-交变频器直接将进线频率转换成负载所需要的频率，其原理图如图23-1所示，可以用来驱动同步电机或者是笼型异步电机。

调压器可以通过改变输出的交流电压实现速度和转矩的控制。调压器主要用在笼型感应电机的控制，也用于感应电机的软起动（见图23-2）。

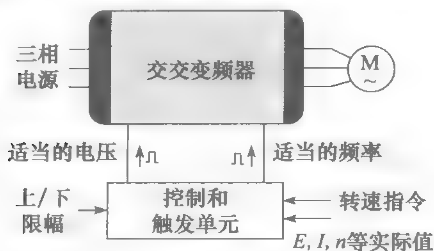


图23-1 使用交-交变频器的交流调速系统（见23.3、23.5节）



图23-2 交流调压变速驱动系统（见23.6节）

线路换流式交-直-交变流器的工作原理是将交流整成直流电，再逆变成交流电，其逆变器的换流由所驱动的电机来完成。这种系统主要用来控制同步电机（见图 23-3）。相似的系统也用来控制绕线式感应电机的速度（见图 23-4）。

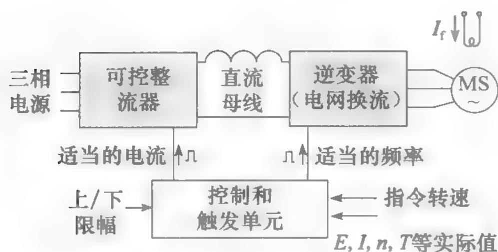


图 23-3 同步电动机调速系统（线路换流式变流器）（见 23.2 节）

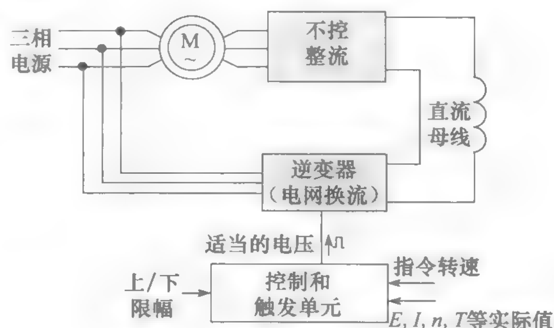


图 23-4 绕线式异步电动机调速系统（见 23.12 节）

自换流式交-直-交变流器（自控型）将交流整流为直流，再通过逆变器将直流电逆变成交流，其逆变器是自换流，据此产生输出频率。这种整流-逆变变流器用来控制笼型感应电机（见图 23-5 和图 23-6）。

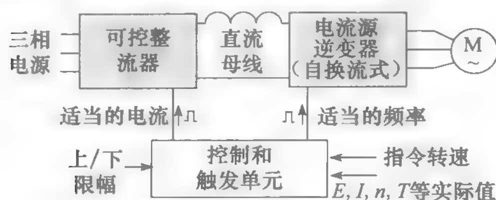


图 23-5 采用可控整流器、电流源型逆变器（自控型）的调速系统（见 23.9 节）

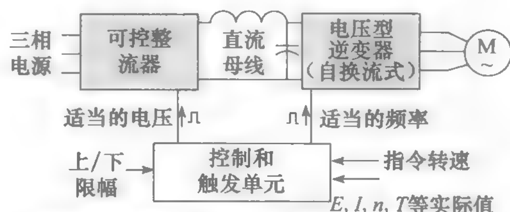


图 23-6 采用可控整流器、电压源型逆变器（自控型）的调速系统（见 23.10 节）

脉宽调制控制是随着大规模工业应用而新近发展的技术。这种控制方式可以控制感应电机的速度从零速开始变化。高速功率器件，例如 IGBT 的出现使得这种控制技术在实用上成为可能（见图 23.7）。

上述交流调速装备的框图如图 23-1～图 23-7 所示。

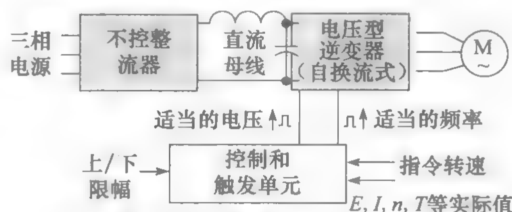


图 23-7 采用不控整流器、PWM 逆变器的调速系统（见 23.13 节）

23.2 电流源型逆变器供电的同步电机驱动系统

从 22.14 节和 22.15 节中可知，同步电动机及其驱动器和无刷直流电机相似。这多少有些困惑，因为大型同步电机通常被认为是交流电机。读者可以这样认为，电力电子装置驱动的同步电动机既可被当作交流电动机也可被认作为无刷直流电动机。在本章中，当由三相电源供电时，可认作为交流电机。

图 23-8 所示是典型的同步电动机驱动系统图。图中包含两个分别与三相电源和同步电动机连接的变流器。变流器 1 工作在整流状态，向变流器 2 提供直流电。后者是自控式逆变器，逆变器的电压和工作频率由同步电动机决定。

两变流器中间串接的平波电抗器 L 减小了直流母线电流的脉动。电流 I 可以通过变流器 1 来控制，对变流器 2 来说，是一个电流源。一个容量较小的三相整流器（变流器 3）

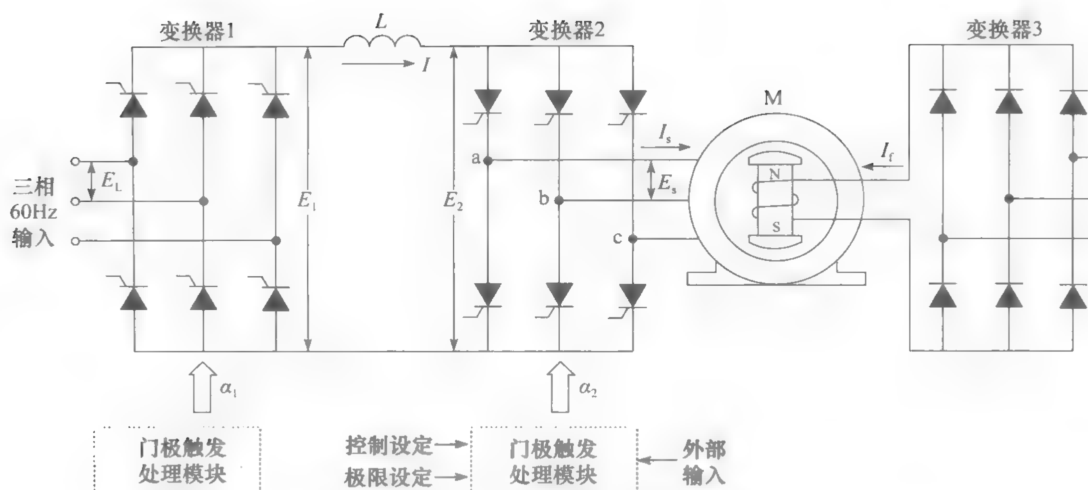


图 23-8　由逆变器驱动的同步电动机（逆变器输出频率可远大于 60Hz）

为转子的励磁供电。

变流器 2 通过电机两端的感应电势 E_S 换流。E_S 是气隙中的旋转磁场产生的。该磁场是由定子电流和励磁电流 I_f 产生。因为气隙磁势通常保持不变，所以，感应电势 E_S 通常和电机的速度成正比。

变流器 1 的工作频率和电网频率（60Hz）一样，变流器 2 工作频率和电机频率相同，后者和电机的转速成正比。

从控制的角度，各采样点信息引入驱动控制器，驱动控制器输出变流器 1、2 的触发脉冲。因此，控制器接入期望转速和实际转速、瞬时转子位置、定子电压、定子电流、励磁电流等信号。这些输入信号反映了系统工作是否正常，由控制器输出相应触发脉冲去调节运行状态。

因为变流器 2 门极控制信号由转子位置确定。转子位置通过旋转磁场传感器获得，传感器设置在定子靠气隙侧。也可以在转轴端安装位置传感器。由于采用这种方法控制门极信号，同步电动机与无刷直流电机的工作状态相同。增加直流电流 I 或励磁电流 I_f 可使电机转速上升。

由 E_s 产生的直流电压 E_2 可由下式计算：

$$E_2 = 1.35E_s\cos\alpha_2$$

式中，E_2 是变流器 2 产生的直流电压（V）；E_s 是定子线电压有效值（V）；α_2 是变流器 2 的移相控制角（°）。

同样，变流器 1 产生的直流电压如下式计算：

$$E_1 = 1.35E_L\cos\alpha_1$$

电压 E_1、E_2 近似相等，两者间只差电感上的压降 IR。移相控制角将根据所需电流（对应转矩）的大小而自动调节。

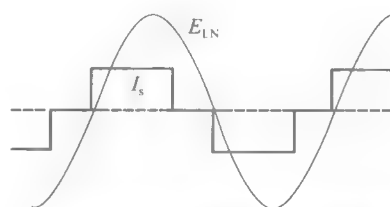


图 23-9　图 23-8 中的电压、电流波形

如图 23-9 所示，电机定子线电流 I_s 为 120°的矩形波。该电流将产生转动并不平稳的旋转磁动势，这会使转矩脉动，但由于转子惯性的作用，转矩脉动基本上被吸收掉了（低速时除外）。电机在额定转速时能平稳运行。

电机的相电压 E_{LN} 与线电压 E_S 是正弦波。调节移相控制角，使定子线电流超前相电

压（如图 23-9 所示），从而使同步电动机提供无功功率给变流器 2。

为减少从 60Hz 电源中获取无功功率，满载运行时，变流器 1 的移相控制角设定为 15°。

调节移相触发角可使系统运行在再生制动状态，此时，变流器 2 处在整流状态，变流器 1 为逆变状态，E_1 和 E_2 的极性反向，电流 I 的方向保持不变，功率回馈到 3 相、60Hz 电源，电机降速。在这时间段，电机以发电方式运行。

由于电机静止时，定子电压 E_2 为零，变流器 2 不能换流，电机无法起动。为解决此问题，轮流在 ab 相、bc 相、ca 相上加电流脉冲列，这些脉冲将在定子上产生 N、S 磁极，该定子磁极总是超前转子上相对的磁极，从而牵着转子加速，当达到 10%额定转速时，接入变流器 2，按常规方式换流。在电机制动，转速接近零速时，也使用这种加电流脉冲产生磁场的方法。

把使用电流源 DC 母线的同步电动机的速度控制应用于 1kW 到几兆瓦的电动机，纺织业的永磁同步电动机和用于核反应堆循环泵的无刷同步电动机是两个示例。抽水蓄能电站也使用这种方法提升大型同步机器的速度，因此它们可以平滑地和母线同步。

例 23-1 一台额定功率 200kW，额定电压 480V，60Hz，450r/min 的三相同步电动机，与图 23-8 中类似的驱动器相连接，三相电源为 600V，60Hz。

电机转速为 535r/min。电机端电压有效值 511V，电机电流有效值 239A，功率因数 95%。电机效率是 93%。忽略变流器中的能量损失，试计算：

a. 定子电流频率；

b. 定子电流的基波有效值 I_s；

c. 直流母线中的电流 I；

d. 变流器 2 的触发角 α_2；

e. 直流母线的电压值 E_2；

f. 变流器 1 的触发角 α_1；

g. 变流器 1 吸收的无功功率；

h. 电机输出的机械功率。

解 a. 电机的电流频率和电机的转速成比例。因为在 60Hz 频率通电时的电机转速是 450r/min，所以当转速是 535r/min，电机通电频率为

$$f=\frac{535\text{r/min}}{450\text{r/min}}\times 60\text{Hz}=71.3\text{Hz}$$

b. 定子电流的基波分量

$$I_F=0.955I_s=0.955\times 239=228\text{A}$$

c. 直流母线电流

$$I_d=\frac{I_F}{0.78}=\frac{228}{0.78}=293\text{A}$$

d. 变流器 2 的触发角 α_2

变流器 2 工作在整流状态，因此

$$\alpha_2=-\arccos FP=-\arccos 0.95=180°-18.2°=161.8°$$

e. 直流母线的电压值 E_2

$$E_2=1.35E_s\cos\alpha_2=1.35\times 511\times\cos 161.8°=-655\text{V}$$

忽略在电感 L 上的电压降，则

$$E_1=E_2=655\text{V}$$

f. 变流器 1 的触发角 α_1

变流器 1 工作在整流状态，因此

$$E_1=1.35E_L\cos\alpha_1$$

$$655 = 1.35 \times 600 \times \cos\alpha_1$$

$$\alpha_1 = \arccos 0.808 = 36.0°$$

g. 变流器 1 吸收的有功功率

$$P = E_1 I = 655 \times 293 = 191\,915\text{W} = 192\text{kW}$$

变流器 1 的功率因数

$$PF = \cos\alpha_1 = \cos 36.0° = 0.809 = 80.9\%$$

变流器 1 吸收的视在功率

$$S = 192\text{kW}/0.809 = 237\text{kV}\cdot\text{A}$$

变流器 1 吸收的无功功率

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{237^2 - 192^2} = 139\text{kvar}$$

h. 电机输出的机械功率

$$P_m = 192\text{kW} \times 0.93 = 179\text{kW} \approx 240\text{hp}$$

◄

23.3　同步电动机和交-交变频器

21.24 节中介绍过交-交变频器可以将高频交流电变换成低频交流电，这类变流器通常用来驱动几千 kW 的低速同步电机。假设输入频率为 60Hz，交-交变频器的输出电流频率为 0 至 10Hz 之间。在这样的低频之下，可通过计算机控制晶闸管门极触发脉冲，从而得到较好的输出电压波形。因为晶闸管是电网换流的，因此可以省去复杂的晶闸管外围换流电路。

如图 23-10 所示，三个交-交变频器和三相同步电机Y联结的定子绕组相连。每个变流器提供一相输出，其工作原理可见 21.24 节。以 A 相为例，和 A 相相连的交-交变频器有两个三相桥，+A 和 −A，同一个 60Hz 的三相电源供电。

+A 桥提供 a 相正半周的电压，−A 桥提供负半周的电压。两桥不同时工作，避免形成环流。低频的输出电压波形由线 1、2、3 间的 60Hz 电压分段组成。通过改变触发角，低频电压波形可以非常接近正弦波（见图 23-11）。但是为了减少从三相电源吸收的无功功率，输出电压经常为阶梯形平顶波。

提供励磁电流的三相可控整流桥相当于一个电流源。控制定子三相电流和励磁电流 I_f 的大小，以保证空气气隙磁通为恒值。通过调节门极触发脉冲及励磁，使电机低频工作时的功率因数为 1。然而，即使在单位功率因数的情况下（I_a、I_b、I_c，分别对应 E_{aN}、E_{bN}、E_{cN}），交-交变频器仍然从 60Hz 母线中吸收无功功率，其原因是为了产生正弦波电压输出，需要滞后的触发脉冲角。当电机工作在额定功率和转速时，输入功率因数一般是 85%。

图 23-12 所示是由交-交变频器驱动的大型低速同步电动机。电机转速可以从 0r/min 至 15r/min 连续变化。低速电机可无需通过变速箱而直接驱动球磨机。通过改变触发脉冲角度，可使电机停转，在此过程中，电机工作在发电制动状态，将能量回馈至交流电源。

类似的大功率低速驱动系统可以用在船用推进电机中。例如，可用两台 14MW 的同步电动机驱动一艘 70 000 吨排量的船，两台电机以 0 至 140r/min 的转速直接驱动推进轴。

23.4　交-交变频器的电压、频率控制

图 23-11 中的低频电压波形是由 3 相、60Hz 的各段线电压组成，具体哪一段电压则由晶闸管的门极触发脉冲决定。除了触发脉冲角在每个低频周期内连续变化以获得正弦电压输出外，交-交变频器的触发和普通 6 脉冲整流器相同。在正半周内，晶闸管 Q1 至 Q6 顺序触发，而在负半周内，晶闸管 Q7 至 Q12 顺序触发。图 23-11 中，低频输出电压和三相线电压有相同的峰值，也有相同的有效值。在图中，电压频率是线电压频率的 1/10，即输出电压频率是 6Hz。

变换器	晶闸管
+A	Q1到Q6
−A	Q7到Q12
+B	Q13到Q18
−B	Q19到Q24
+C	Q25到Q30
−C	Q31到Q36

三相 60Hz电源 S_1 一次侧 二次侧 A相 B相 C相 ① ② ③

三相 60Hz电源 S_2 一次侧 二次侧

极限参数 控制参数 门极触发信号处理模块 外部输入

Q4 Q1 Q6 Q3 Q2 Q5 Q10 Q7 Q12 Q9 Q8 Q11 +A −A

Q13 Q18 Q19 Q24 +B −B Q25 Q30 Q31 Q36 +C −C

N 中性点 ⓐ ⓑ ⓒ I_a I_b I_c I_f N S 励磁

门极触发信号处理模块 输入

门极触发信号处理模块的典型输入

a. 转子位置
b. 电机转速
c. 交交变频器输入电流
d. 交交变频器输出电流
e. 输入输出电压
f. 指令转速

图 23-10 交-交变频器驱动的大型同步电动机。变频器输出电压频率为 6Hz，仅为输入电压频率的 1/10，输出电压波形如图 23-11 所示，电机侧功率因数近似为 1。由于触发角的延后，电网侧的功率因数小于 1

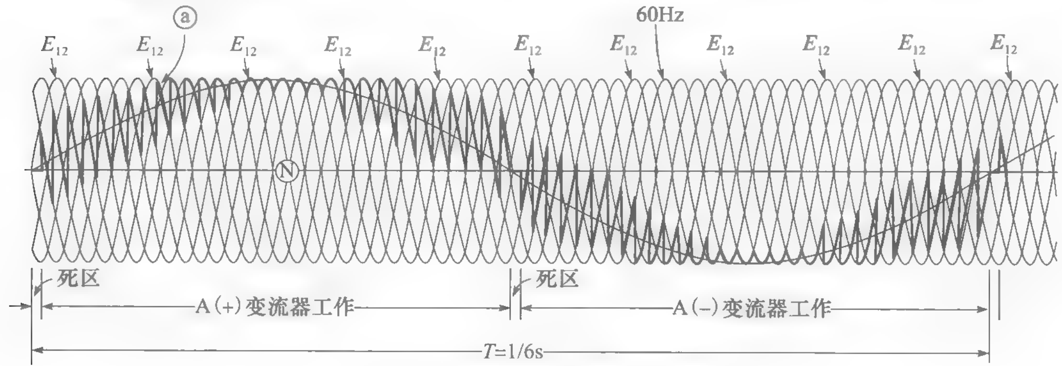


图 23-11 图 23-10 的相电压波形



a）某 3 相同步电动机的定子。该额定值为 6400kW、15r/min、5.5Hz、80℃的电机用来驱动水泥厂的球磨机。电机定子连接输出频率为 0～5.5Hz 的交一交变频器。定子内径：8000mm，有效长度：950mm，槽数：456（图片由 ABB 提供）



b）44 极的转子不经过齿轮箱直接安装在球磨机上。磁极右边的 2 个集电环将直流电接入励磁绕组



c）球磨机侧视图。该球磨机中有 470 吨钢球、80 吨需破碎的料。电机转子为空冷，风量：4000m³/小时（图片由 ABB 提供）

图 23-12　大型同步电动机应用在球磨机上

由图 23-13，可以对触发过程有更深入的了解。图中系统的输入频率为 60Hz，输出频率为 20Hz。图中给出了 60Hz 线电压波形及各功率管的触发次序。尽管输出的电压波形是锯齿状的，但是仍然是沿着所期望的正弦波变换（如图中的虚线所示）。为了得到所需的输出电压，晶闸管触发时刻是相当不规则的（不是均匀间隔的）。所以触发过程由程序控制。

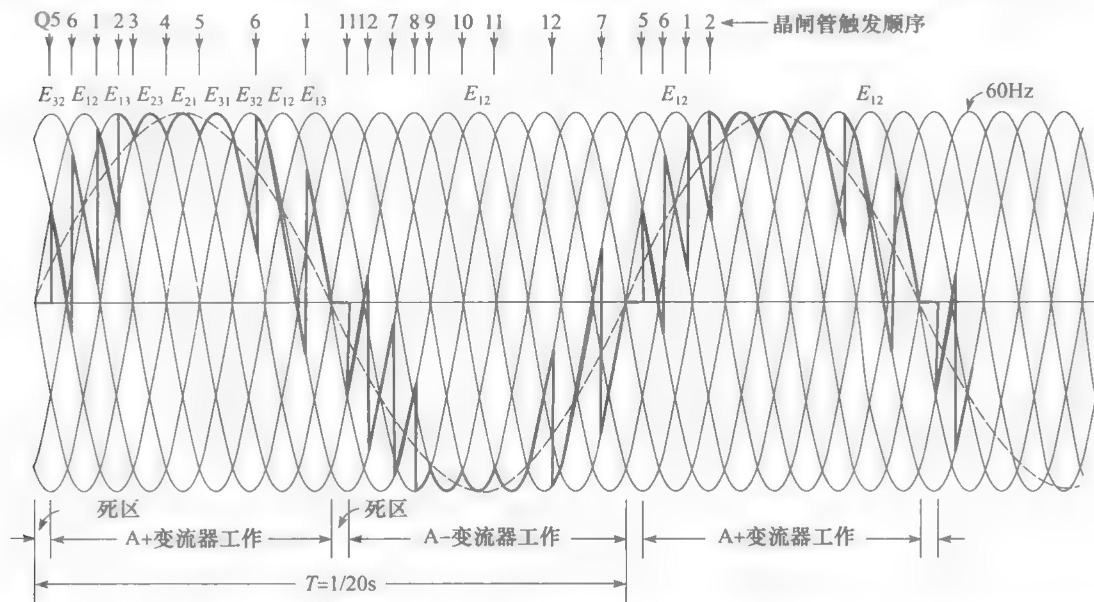


图 23-13 图 23-10 所示电路输出频率为 20Hz 的电压波形，输出电压有效值与输入线电压有效值相等

假设变频器输出至电机（见图 23-10）的电压频率为 20Hz，输出电流波形将是理想的正弦形状。实际上，线圈电感平滑了由锯齿形电压波形形成的电流波形。

为了降低速度，频率和电压都应以相同的比例减少。在图 23-14 中，输出电压频率为

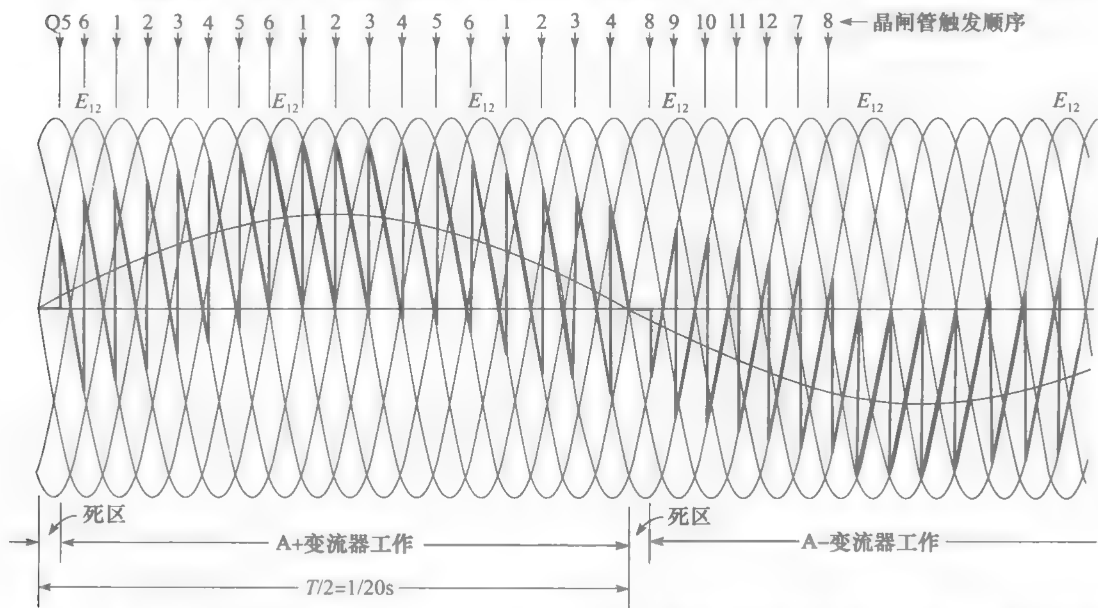


图 23-14 图 23-10 所示电路输出频率为 10Hz 的电压波形。晶闸管的触发角增大，使输出电压有效值为输入线电压有效值的一半，气隙磁通与图 23-13 时的相同

10Hz，输出电压幅值也降低到一半。由图可见，触发脉冲时刻也跟着变化，产生的电压波形锯齿状非常严重。然而，绕组中的电流仍然是正弦形的。因为输出电压值很小，所以触发延迟角相应的变大，因此，60Hz 电源的功率因数很低。

前面只讨论了 A 相，同样的分析可以用于 B、C 相（见图 23-10）。I_a、I_b、I_c 相位互差 120°。

交-交变频器在高起动转矩和相对低转速时的工作性能较好。但不适合当系统工作频率超出输入频率一半以后的工作状态。

23.5　交-交变频器供电的笼型感应电动机

图 23-15 所示的为交-交变频器供电的三相笼型感应电动机。除了电动机定子绕组直接和三相电源相连外，电路上的其他结构和图 23-10 相似。定子绕组相互独立，而不连接成Y形或者△形。通过改变晶闸管门极触发脉冲，改变变流器输出电压大小和频率。例如，输入电压频率为 60Hz 的交-交变频器，输出频率为 0.1～25Hz 时，可使两极感应电动机的转速在 0～1500r/min 变化。

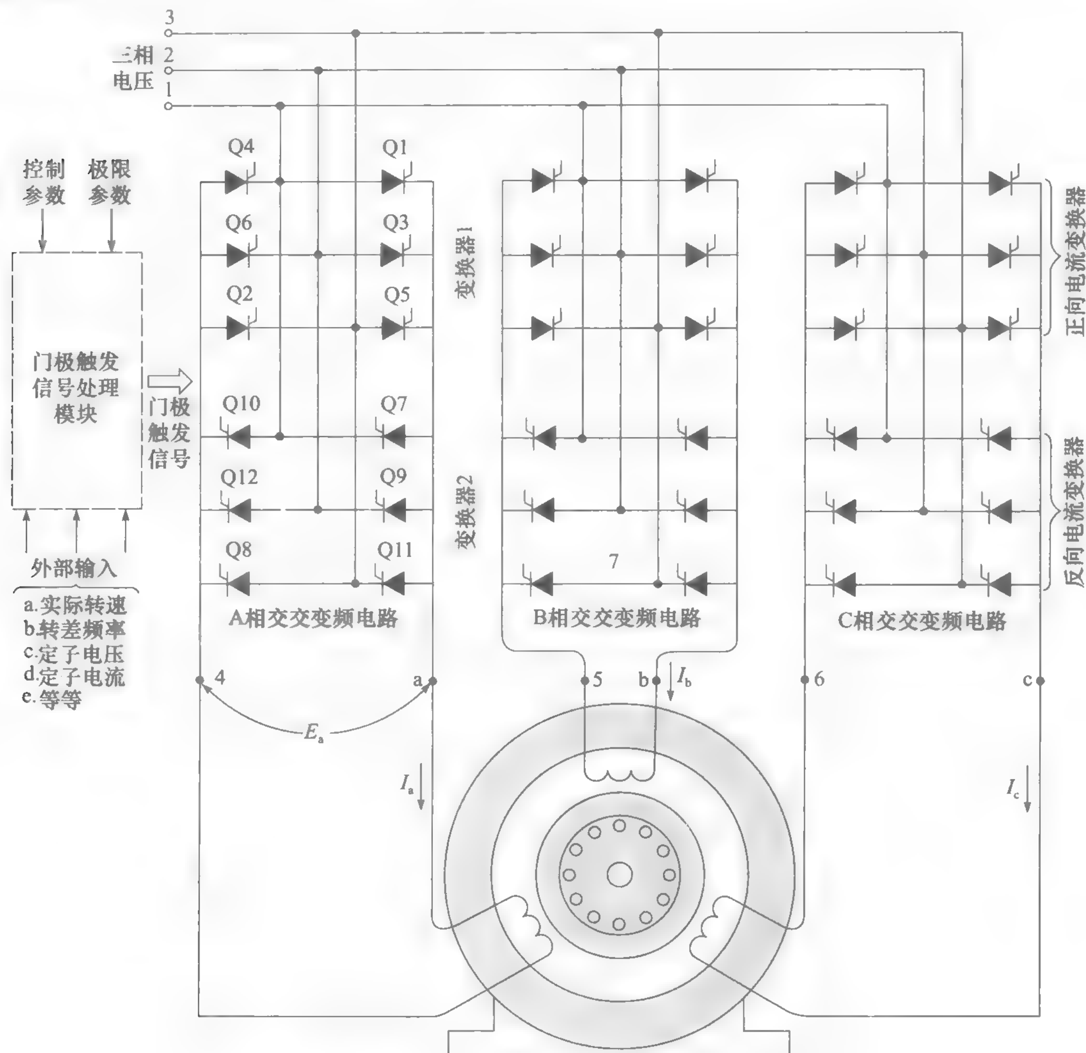


图 23-15　3 相交-交变频器供电的笼型感应电动机

该电机系统可实现四象限运行，因此，电动机可以起动、停转、反转和发电制动。可以使用标准 60Hz 电动机，电动机定子电压随着定子电压频率变化，以保持恒定的磁通。因此，和图 23-16 所示一样，转矩速度曲线有着相同的形式和特性。例如，为了实现发电制动，交-交变频器的输出频率要略小于电动机相应转速的供电频率。因此，当一台 4 极感应电动机转速为 495r/min，交-交变频器的输出频率应该略小于 $(495\times4)/120=16.5\text{Hz}$，从而使得能量能够回馈到交流母线。

为了理解交-交变频器的运行原理，以图 23-15 中的 A 相为例。A 相绕组中的电压是 E_a，电流是 I_a，电流的方向可正可负。因为，笼型电动机是感性，所以 I_a 总是滞后 E_a 大约 30°（见图 23-17）。假设交-交变频器的输出频率为 15Hz。

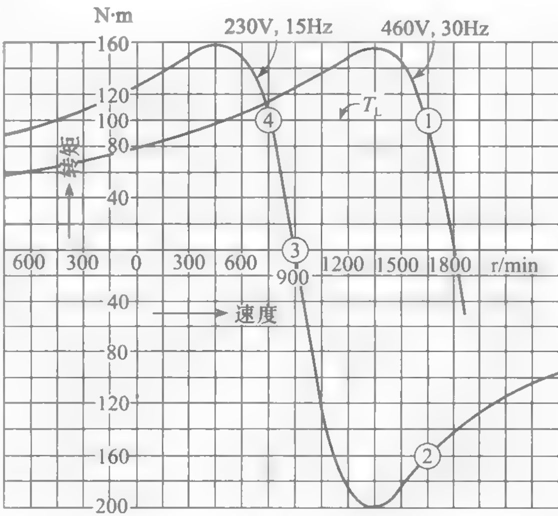


图 23-16 交-交变频器供电的 2 极感应电动机的转矩-转速特性，交-交变频器由 460V、3 相、60Hz 电源供电

图 23-15 中的正向电流 I_a 只能由变流器 1 提供，因为晶闸管 Q1、Q3、Q5 的导通方向与电流方向一致，电流只能从晶闸管 Q2、Q4、Q6 流回。变流器或工作在整流状态，或工作在逆变状态。当 E_a 大于零时，变流器 1 工作在整流状态，向 A 相输出功率。相反，当 E_a 小于零时，变流器工作在逆变状态，将 A 相绕组的能量回馈给交流母线。

同样，反向的 I_a 只能由变流器 2 提供，当 E_a 小于零时，变流器工作在整流状态，在此阶段，变流器向线圈供电。相反，当大于零时，变流器 2 向 3 相电源传递电动机绕组的能量。

应保证同一时刻只有一个变流器在工作。这样，当变流器 1 运行时，变流器 2 封锁，反过来也是一样的。变流器的运行状态如图 23-17 所示。

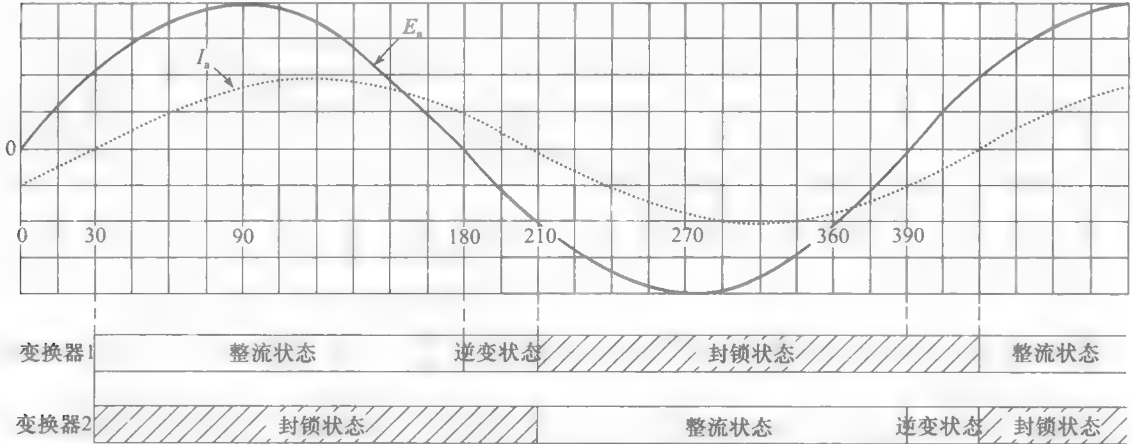


图 23-17 I_a 滞后 E_a 30°时，变流器 1 与变流器 2 的工作模式

相 B、C 中的变流器也以同样的方式工作，只是晶闸管（和 A 相类似）的触发角分别滞后 120°和 240°。在输出电压为 15Hz 的情况下，滞后相角对应的时间是，(1/15)×

(120/360)＝22.2ms。

图 23-17 所示的平滑的电流、电压波形实际上是通过逼近正弦波来得到的。因此，交-交变频器供电的电动机比普通电动机的温度高 10%，需要额外的通风设备。在低速驱动时应有独立的风机。

交-交变频器可以提供感性电动机所需的无功功率。然而，需要从交流母线吸收大量无功功率，因此功率因数相当低，即使负载是阻性的，功率因数仍然小于 0.84。

例 23-2 3 相，笼型感应电动机额定功率 25hp，额定电压 480V，额定频率 60Hz，额定工作时转速 1760r/min。三相独立的线圈分别流过额定电流 20A。

电动机连接如图 23-15 所示。交-交变频器和 3 相 60Hz 的交流母线连接，输出 8Hz 的三相电时，试计算：

a. 每相线圈的电压有效值；

b. 空载速度；

c. 额定转矩时的速度；

d. 额定转矩时，每相线圈的有效电流；

e. 三相电源的电压有效值。

解 a. 在频率变化时，电动机的磁通应该保持不变。因此当电动机的通电频率在 8Hz 时，线圈电压也成比例减小，这样，每相线圈的电压有效值为

$$E=\frac{8\text{Hz}}{60\text{Hz}}\times 480\text{V}=64\text{V}$$

b. 在通电频率 60Hz 时，满载时转速是 1760r/min。因此，可知这是一台 4 极电动机，同步转速为 1800r/min。因此，当频率为 8Hz 时的转速为

$$n=\frac{8\text{Hz}}{60\text{Hz}}\times 1800=240\text{r/min}$$

c. 当电动机的通电频率为 60Hz 时，额定转矩时的转差为 (1800－1760)＝40r/min。因此，当通电频率为 8Hz，且电动机的转矩为额定转矩时，转差仍然为 40r/min。因而，额定转矩时的速度是

$$n=240-40=200\text{r/min}$$

d. 因为电动机磁通在通电频率是 8Hz 和 60Hz 时是不变的，所以输出额定转矩时的电流值也是额定值，即 20A。

e. 理想情况下，供给笼型异步电动机的线电压最大值与 60Hz 电源电压的最大值相等。即电源电压有效值应等于交-交变频器输出电压有效值。

因此，电源线电压值应该等于 64V。也可以采用更高的线电压值，但是这样需要较大的延迟角，变流器吸收更多的无功功率，功率因数降低。 ◀

23.6 笼型异步电动机和调压调速

三相笼式电动机可以通过改变定子端电压来调节速度。这种调速方式经常用来控制风机和离心式水泵。为了理解调压调速的工作原理，假设电机的定子和一个三相电压可变的自耦变压器相连（见图 23-18)。

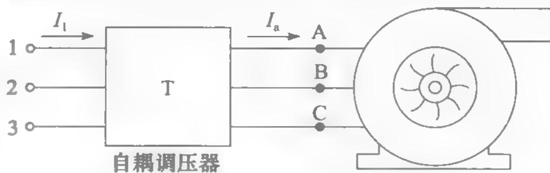


图 23-18 风机调速系统

额定电压供电时，电动机的转矩速度曲线如图 23-19 的曲线 1 所示。假如以一半的额定电压供电，可得到曲线 2。因为转矩和供电电压的平方成正比，所以曲线 2 中的转矩只有曲线 1 中的四分之一。例如，最大转

矩从184%下降到46%。类似的，在60%的同步速时，电动机的转矩从175%跌落到43.75%。

风机的典型负载转矩随转矩的2次方变化。典型的特性曲线如曲线3所示，与电动机的转矩速度曲线相交。可以看出，在额定电压时，电机的工作曲线在1、3的交点处，即工作在同步速90%的速度。同时，当供电电压为额定电压一半时，电动机的速度为同步速的60%。通过改变供电电压，可以得到不同电机工作速度。

电压可调的自耦变压器可以用如图23-20所示的3个背靠背连接的晶闸管组替代。这种组合称之为阀。为了让电动机工作在额定电压下，相应的晶闸管触发角θ应等于电机直接由三相电源供电时的滞后相角。图23-21所示的为A相的电流和相电压。B相和C相的阀按同样的方式触发，唯一的不同是，B相、C相相应的触发角延后120°和240°。

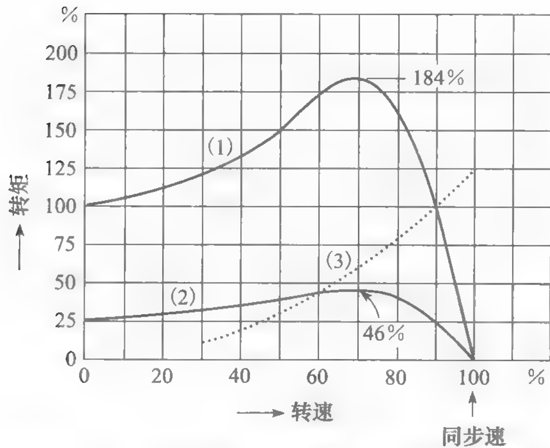


图23-19 风机调速电动机的转矩-转速特性，(1)额定电压，(2) 50%额定电压，(3)为风扇的转矩-转速特性

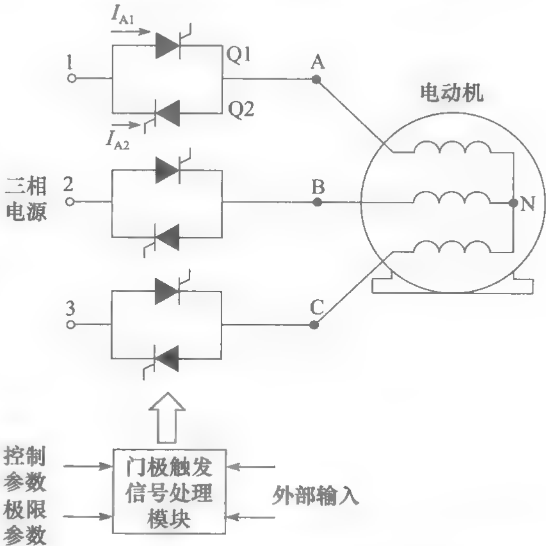


图23-20 使用交流调压器的笼型感应电动机变压调速原理图

为了减少电动机的供电电压，可以增加晶闸管的触发角。例如，为了获得50%的额定电压供电，触发脉冲角约为100°，这使得A相的电压电流波形发生畸变，电压电流的近似波形如图23-22所示。这种电压、电流的畸变，使得和自感变压器调压调速时相比，电动机的损耗上升。此外，因为移相延迟角增大，功率因数降低。

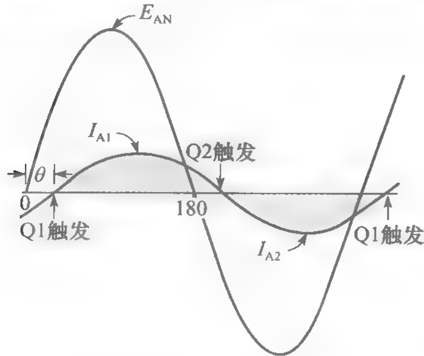


图23-21 额定电压时的波形

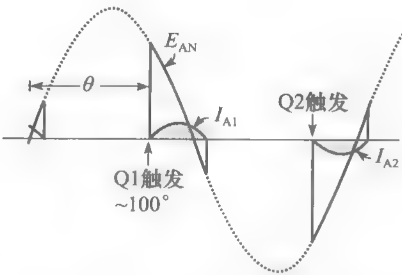


图23-22 50%额定电压时的波形

因为 I^2R 的损耗较大及功率因数较低，这种电力电子的速度控制方式一般应用在额定功率 20hp 以下的场合。小型起吊装置也适合用这种控制装置，因为它们工作在断续状态，这样，起吊装置可以在空闲和轻载状态时冷却。

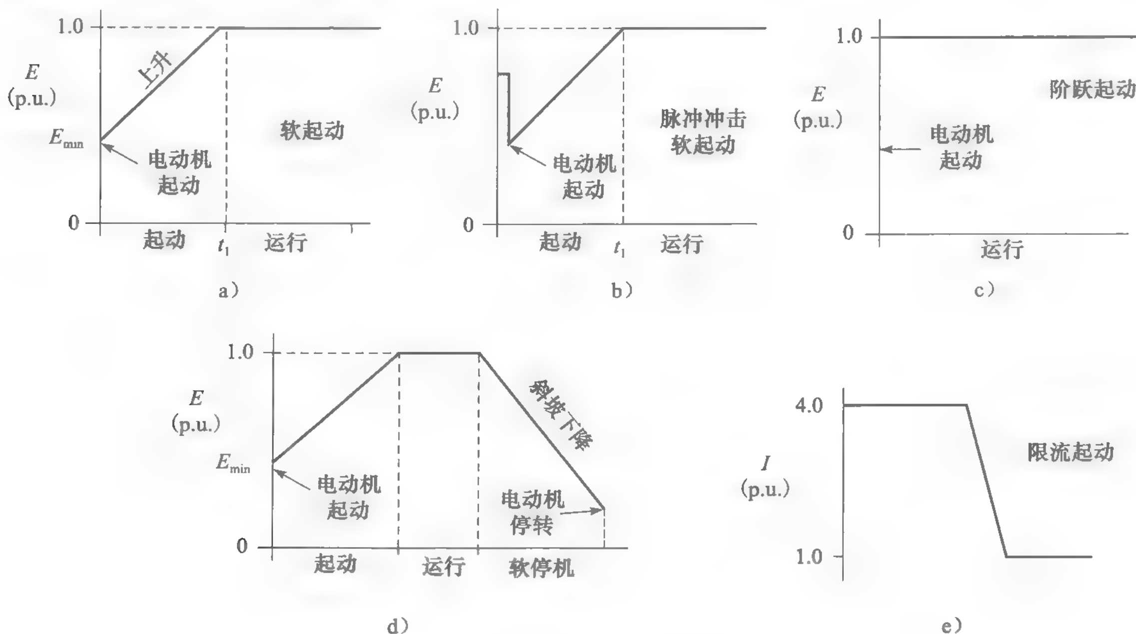
23.7　笼型异步电动机的软起动

在很多鼠笼电动机的应用场合中，当电动机连接到电源时，不能加速太快。例如，电动机驱动的输送带必须缓慢起动，防止物品打滑和倾倒。离心式风机同样不能太快地启动，否则破坏性的水击效应会使得管子爆裂。电动机起动时引起的线路电压降落也是个要考虑的问题，当 500hp 的异步电动机直接和供电线相连时，供电线将会有很大的电压跌落。

在以上所述的应用场合，可使用图 23-20 所示的交流调压电路，降低电动机定子上的电压，从而软起动或软停止笼型异步电动机。起动过程可以这样控制，首先，三相电压快速上升，直到电动机刚好开始转动，然后渐渐增加三相电压，直至达到额定电压值。为了克服因为长期没使用，或者由于温度变化产生的部件涨缩等因素造成电动机起动时的静摩擦力，在软起动前可加一段短暂的全电压脉冲。也可以自动调节起动电流，控制起动电流大概在 4 倍的额定电流。其他一些电动机启动和停止的方案如图 23-23a 所示。

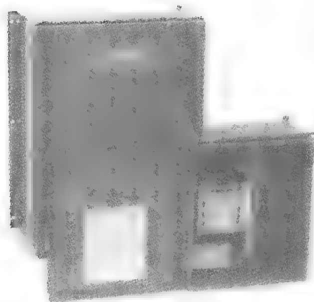
当电动机转速达到额定值时，经常采用一个旁路开关短路晶闸管，以减少晶闸管的开关损耗。因为晶闸管正负极之间存在电压降，所以三相晶闸管损耗大约 3.5W/A。因此，一台 600hp 的三相电动机起动器中晶闸管的损耗为，3.5×500＝1750W。因此，在旁路开关闭合前，需要对晶闸管进行强制冷却。

当切断供电时，电动机有可能过快停止转动。这时，可使电力电子起动装置提供斜坡下降电压供电，电动机端部电压逐渐减小，直至电机停止旋转。起动器可以设置成上升或下降特性，以适应负载（见图 23-23b）。



a）五种控制笼型电动机软起动和软停车的方式（图示为标幺值）

图 23-23　笼型异步电动机的软起动



b）额定功率5hp，460V，60Hz的软起动器，其起动时间5～50s可调，初始转矩0～75%可调，电流限制75%～400%，启动时间0～1.5s可调。图中后排是40hp，460V的软起动器（图片由Baldor电力公司提供）

图23-23 （续）

软起动器还有可靠性高，噪声小的特点。没有机械开关动作时的噪声，也没有产生噪声的保持线圈，同时，最重要的是不需要更换坏掉的触点。

软起动装置适用于1hp至数千hp的感应电机，提供了串电阻起动、自耦变压器起动、Y-△起动和部分绕组通电起动之外的一种优越的起动方式。软起动器可在改造旧起动设备时得到充分利用。

自换流逆变器

23.8 用于笼型电动机的自换流变频器

23.2节介绍的同步电动机可以由线路换流逆变器供电，其原因是同步电动机可以向逆变器提供无功功率。但感应电动机不能采用这种逆变器，因为感应电机无法向逆变器提供无功功率，而且吸收无功功率。

我们可以使用自换流逆变器（也称为强迫换流逆变器）来驱动感应电动机。该逆变器工作原理和线换流逆变器完全不同。自换流逆变器的输出频率由晶闸管的触发频率决定，逆变器能吸收或者输出无功功率，这由负载特性和功率器件的开关动作共同决定。功率器件可以是IGBT、MOSFET、GTO或者是普通的晶闸管。

在后一种情况，晶闸管接成普通的三相桥式电路。而晶闸管周围有电容、电感、二极管和辅助晶闸管。这些辅助电路是为了帮助通常情况下不会导通的晶闸管导通，或使晶闸管在自然换流前关断。通过对晶闸管通断的控制，可使变流器能够产生或者吸收无功功率。

因为应用了各种开关元件电路，可以用一个有两个直流端口和3个交流端口（给感应电动机供电）的装置来表示自换流逆变器。自换流逆变器可分为电流源型逆变器（见图23-24a）和电压源型逆变器（见图23-26a）。下面这些简单的说明，有助于理解各种自换流逆变器的特点：

- 逆变器的功率损耗忽略不计，所以逆变器直流侧的输入功率等于交流侧的输出功率。
- 逆变器产生的无功功率不是由电路中的换流电容产生，而是由负载的特性决定的。
- 输出无功功率时，不需要直流功率输入。
- 直流输入端通过以一定规律控制的IGBT、SCR、GTO等器件连至交流输出端，其中的压降可忽略。从而有：

  a. 在电压源逆变器中，输出交流电压为±直流输入电压，或者为0。

  b. 在电流源逆变器中，输出交流电流为±直流输入电流，或者为0。

为了控制笼型电动机的转速，可采用通过直流母线连接的整流电路和逆变电路。整流电路和3相、60Hz电源相连接，逆变电路和笼型电动机的定子相连接。直流母线分为恒

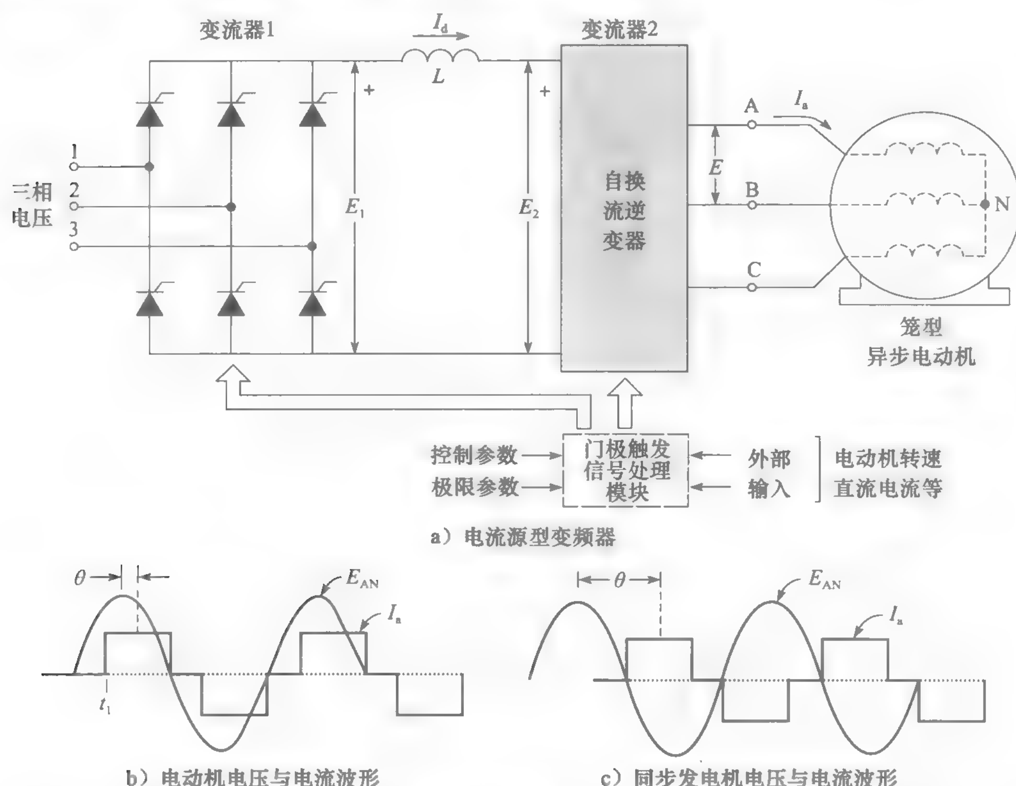
电流、恒电压 2 种类型，对应上面提到的电流源逆变器和电压源逆变器。[⊖]

因为电感 L 的特点，流入逆变器与电动机三相绕组的电流是恒定电流（见图 23-24a）。类似的，由于电容 C（见图 23-26a）的特点，逆变器直流侧电压恒定，电动机各相的电压幅值也恒定。

在 23.9 节～23.12 节中，先讨论产生方波电流和方波电压的方法，随后，将讨论脉宽调制方法。

23.9　电流源型自换流式变频器（方波）

图 23-24a 中所示的电流源型变频器用来控制笼型电动机速度。逆变器的开关使得电动机三相绕组中的电流为 120°的方波。三相方波电流产生了近似正弦的旋转磁场，从而 A、B、C 三相中的电压近似为正弦波。图 23-24b 所示是 A 相线电流 I_a 和相电压 E_{AN}。相角 θ 对应电机的功率因数角，由电动机自身的特性决定而与逆变器的开关动作无关。实际上，t_1 与 A 相晶闸管的触发时刻相同，电流导通时刻不是由相电压 E_{AN} 的过零点决定。相电压波形由电动机的速度、转矩、电动机旋转方向决定。



a）电流源型变频器

b）电动机电压与电流波形　　c）同步发电机电压与电流波形

图 23-24　电流源型变频器及电压、电流波形

如 20.20 节所述，可以通过改变触发脉冲角，减小变流器 2 的门极脉冲触发频率，使得电动机工作在回馈制动（发电制动）状态。这时 E_2 的极性反向，但是因为直流母线上的电流方向不变，所以变流器 2 输出功率至直流母线。增大变流器 1 的触发角，改变 E_1 的极性。这样可以使得变流器 1 工作在逆变状态，向三相交流线回馈能量。这时，定子电压和定子电流

⊖ 在二象限和四象限的电动机拖动中，术语逆变器有点令人误解，因为电流不仅从 DC 侧向 AC 侧流动（逆变器模式），而且从 AC 侧向 DC 侧流动（整流器模式）。由于这个原因，每当 AC/DC 电源可以双向流动时，首选术语换流器，而不是逆变器。

之间的相角关系如图 23-24c 所示。注意到，在回馈制动状态，变流器 2 向电机提供无功功率。

通过改变变流器 2 的触发顺序可方便地改变电动机的旋转方向。因此，这种变流器可以高效率地工作在 4 象限状态。通过改变逆变频率，转矩速度曲线可以像图 23-16 一样前后移动。通过设计控制系统，可以使高惯性负载在电动机额定转矩下快速加速。

实际上，采用晶闸管的变频器输出方波频率可以在 40～400Hz 变化。在实际应用场合，输出频率一般小于 200Hz。额定转矩时，为了保持定子磁通恒定，定子电压和频率成比例变化。因此，E_1 要随着电机转速的减小而减小，这可以通过增大变流器 1 的移相触发角来减小直流电压，但这会增大变流器 1 吸收的无功功率。

在电动机额定转速之上，直流侧电压可以保持恒定。这时，电动机转矩小于额定转矩，因为这时电动机工作在恒功率状态，图 23-25 给出了电流源型驱动系统实物图。

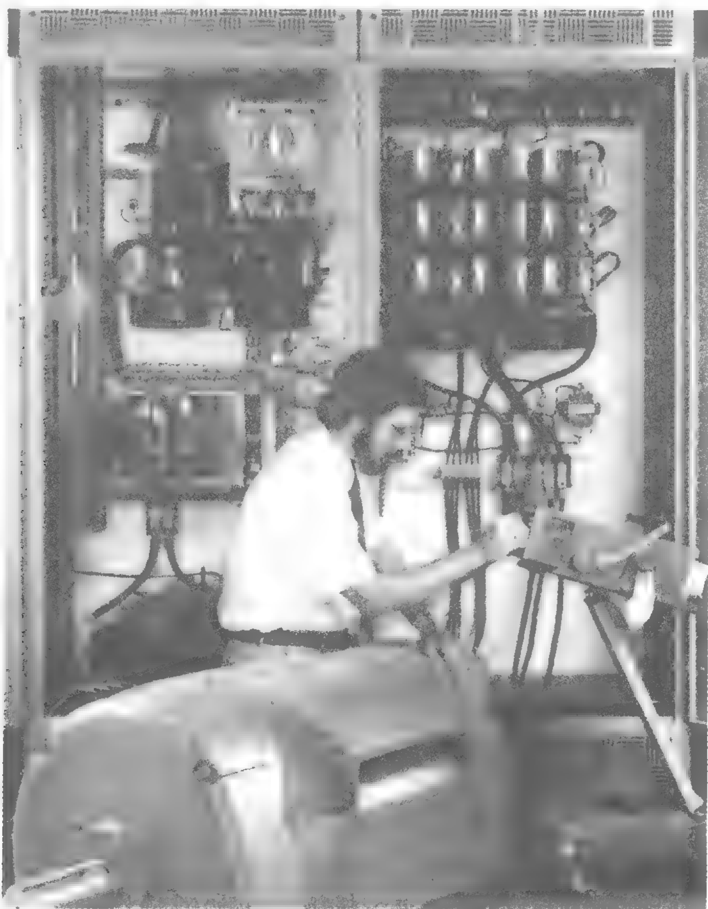


图 23-25 电流源型变频器驱动的 500hp，460V，1780r/min，3 相，60Hz 感应电机。变频器输出频率为 0～72Hz，额定负载、额定转速时的效率为 95%

（图片由 Robicon 公司提供）

例 23-3 由电流源变频器驱动的三相异步电动机的额定功率为 40hp，额定转速 1165r/min，电压 460V，电流 52A，频率 60Hz。电动机效率为 88%，逆变器效率为 99.4%，参考图 23-24，试计算：

a. 变流器 2 输入功率大小；

b. 直流母线电流大小；

c. 变流器 1 输出的直流电压大小。

解　电动机吸收的有功功率

$$P = \frac{40 \times 746}{0.88} = 33.9\text{kW}$$

变流器 2 吸收的有功功率

$$P_2 = \frac{33.9}{0.994} = 34.1\text{kW}$$

a. 满载时，电动机电流有效值为 52A，这是图 23-24b 中所示电流的基波有效值。因此，直流侧电流值为

$$I_d = \frac{52}{0.78} = 66.7\text{A}$$

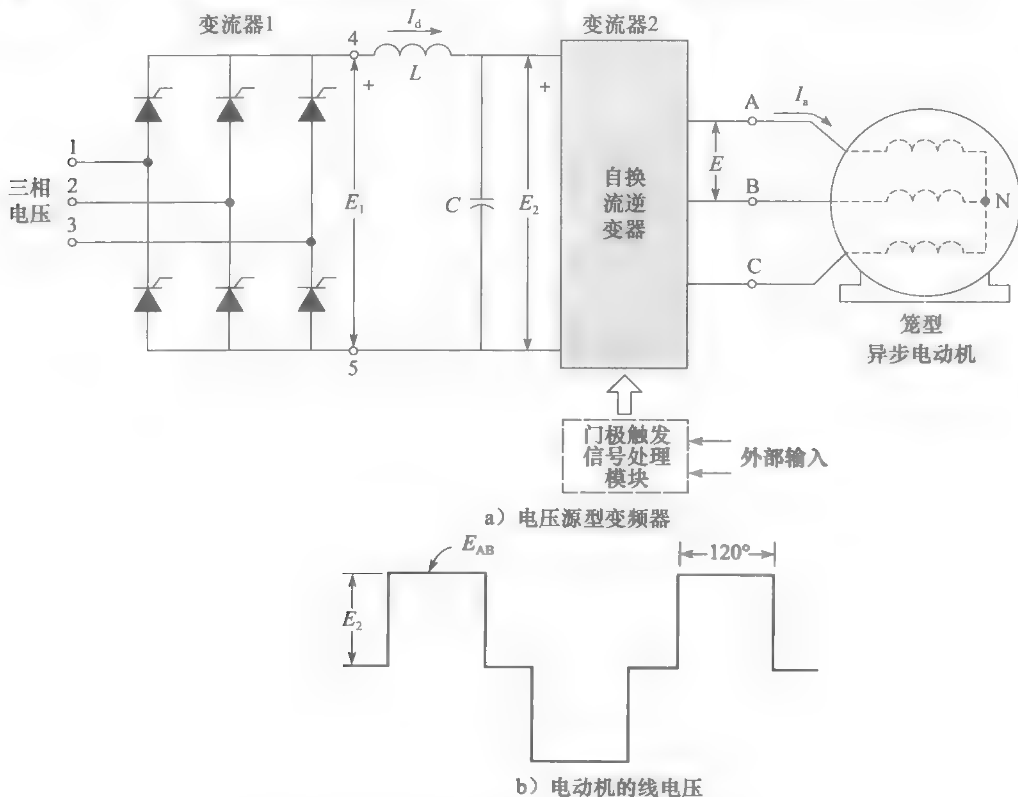
b. 直流侧电压 E_1（也就是 E_2）为

$$E_1 = \frac{P_2}{I_d} = \frac{34.1 \times 10^3}{66.7} = 511\text{V}$$ ◀

23.10　电压源型自换流式变频器（方波）

在一些工业应用场合，比如在纺织厂，需要多个电动机同步运行。这些电机需要连接在统一供电电源上，以保证工作在相同的电压和频率。在这些情况下，可采用电压源型自换流式变频器（见图 23-26a)。

三相桥式整流电路提供直流电压 E_1。滤波电容使逆变器的直流侧电压保持基本不变，电感 L 则使整流器的输出电流平滑。逆变器通过电力电子开关向电机提供三相电，其线电压如图 23-26b 所示为正、负半周分别为 120°的方波，频率变化范围为 10～200Hz。



a）电压源型变频器

b）电动机的线电压

图 23-26　电压源型变频器及线电压波形

线电压的基波由下式求得：

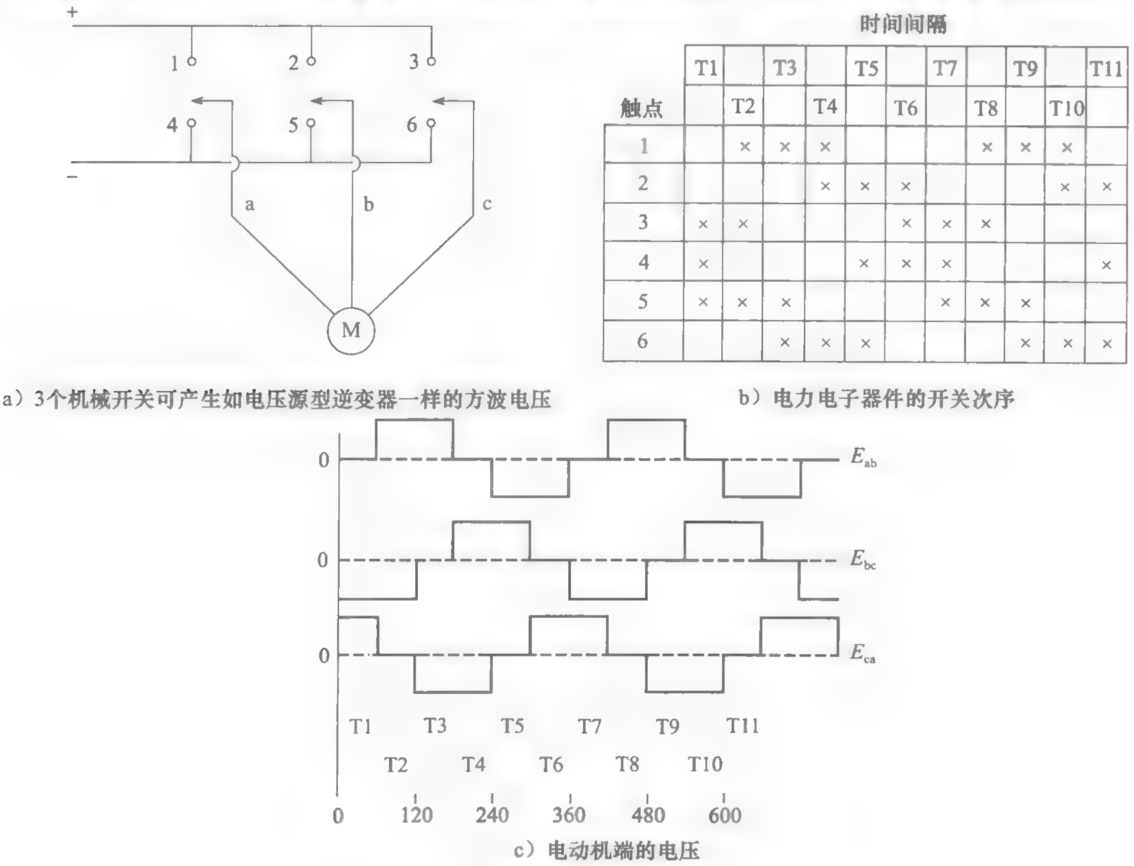
$$E_{\text{line}} = 0.78E_{\text{d}} \tag{23.1}$$

式中，E_{line}是线电压基波有效值（V）；E_{d} 是逆变器直流侧的输入电压（V）；0.78 是常数（精确值$=\sqrt{6}/\pi$）。

在额定速度以下，逆变器的输出电压 E_{line} 与频率成正比变化，以保证电动机的磁通保持恒定。因为方波电压幅值等于直流电压 $E_{\text{d}}(=E_2)$，所以整流器的输出电压 E_1 也随着逆变器的输出频率而改变。因此，电动机的速度可以控制在每分钟旋转几次到最大转矩时的最大转度的范围内。在额定速度以上，逆变器输出电压保持恒定，不随频率增加而增加。在这种恒功率模式下，电磁转矩随着转速增加而减小。

该调速系统可以实现再生制动，在电动机工作在再生制动的情况下，电流 I_{d} 反向。和电流型逆变器中不同的是，E_2 方向保持不变。因为变流器 1 中的电流不能反向流通，所以这里需要第三个变流器（图中未表示），以保证电流可以反向流通，使电机工作在再生制动状态。此时，第三个变流器工作在逆变状态，在其运行阶段，变流器 1 封锁。因此，电压源型驱动系统，在需要回馈能量的应用场合，比电流源型逆变器昂贵许多。在能耗制动时，通常采用电阻来吸收能量。除非功率比较大，串接电阻能耗制动比回馈制动便宜得多。也可在定子绕组中注入直流电，进行制动（见 14.9 节）。

变流器 2 的开关可以用如 23-27a 所示的 3 个机械开关替代。3 个开关的开、关顺序如图 23-27b 中的表格所示，图 23-27c 为电机端的方波线电压。表中的 X 表示开关是闭合的。由机械开关的动作可知，变流器 2 中的晶闸管或其他电力电子器件是作为高速开关来使用



时间间隔

触点	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11
1		×	×	×				×	×	×	
2				×	×	×				×	×
3	×	×				×	×	×			
4	×				×	×	×				×
5	×	×	×				×	×	×		
6			×	×	×				×	×	×

a）3个机械开关可产生如电压源型逆变器一样的方波电压

b）电力电子器件的开关次序

c）电动机端的电压

图 23-27　变流器 2 的开关次序及电压波形

的。这种开关工作方式称作 6 拍工作方式，因为每个 6 拍，开关完成一个动作周期。

23.11 绕线式感应电动机的斩波控制

13.16 节介绍过，可以在转子绕组中接入三个可变电阻来控制电机的转速。另外一种控制方式是将转子和整流器相连接，再将整流输出和单个可变电阻相连接，以控制电动机的转速。这种方法的速度-转矩特性和控制三个可变电阻控制转速的特性相同。使用单个可变电阻方式时，还是需要采用机械方式调节电阻阻值。

如图 23-28 所示，可以在整流电路直流侧接入 1 个斩波器和 1 个固定电阻 R_0，从而实现完全的电子控制。在此电路中，电容 C 提供斩波器所需的电流脉冲。电感 L 和续流二极管 D 的功能在 21.37 节中已介绍过。通过改变斩波器导通时间 T_a，可以控制整流电路直流侧等效电阻的大小。等效电阻可以由下式给出：

$$R_d = R_0/D_2$$

式中，R_d 是 A1、A2 端的等效连接电阻，D_2 为斩波器的占空比。

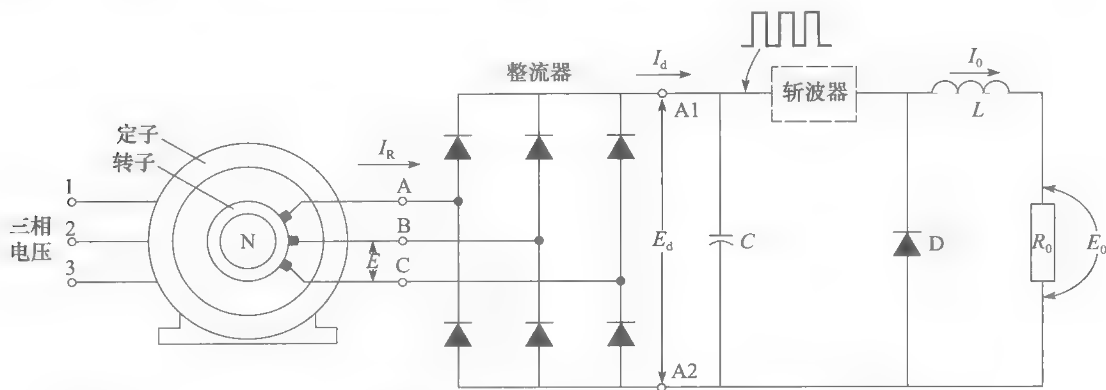


图 23-28 绕线式转子感应电动机的转子斩波调阻调速系统

例 23-4 绕线式异步电动机如图 23-28 所示，额定功率为 30kW，转速为 1170r/min，460V，60Hz。转子开路电压为 400V，R_0 为 0.5 欧。如果斩波器工作频率为 200Hz，试计算导通时间 T_a，此时电机输出转矩为 200N・m，转速为 900r/min。

解 解题中应用了 13～21 章中所述的内容。同步速为 1200r/min。900r/min 时的转差率为

$$s = (n_s - n)/n_s = (1200 - 900)/1200 = 0.25$$

转子 900r/min 时的线电压为

$$E = sE_{oc} = 0.25 \times 400 = 100\text{V}$$

由桥式整流器得到的直流电压

$$E_d = 1.35E = 1.35 \times 100 = 135\text{V}$$

由转矩可以计算转子的输出功率

$$T = 9.55P_r/n_s$$

$$200 = 9.55P_r/1200$$

$$P_r = 25\,130\text{W}$$

部分转子功率消耗在电路中

$$P_{jr} = sP_r = 0.25 \times 25\,130 = 6282\text{W}$$

这部分功率是由电阻 R_0 消耗，并等于整流电路的输出功率 $E_d I_d$

$$E_d I_d = P_{jr}$$

$$135I_d = 6282$$
$$I_d = 46.5\text{A}$$

因此可以计算等效电阻

$$R_d = E_d/I_d = 135/46.5 = 2.9\Omega$$

已知 $R_0=0.5$ 欧，由式 21.22，可得

$$0.5 = 2.9 \times D^2$$
$$D = 0.415$$
$$T_a = \frac{D}{f} = \frac{0.415}{200} = 2.08\text{ms}$$

所以斩波器的导通时间为 2.08ms。 ◀

例 23-5 计算例 23-4 中电容提供的电流大小。

解 流过电阻 R_0 的电流 I_0 由下式给出，

$$I_0^2 R_0 = P_{jr}$$
$$I_0^2 \times 0.5 = 6282$$
$$I_0 = 112\text{A}$$

因此，电容上电流幅值为 112A，脉宽为 2.08ms，频率为每秒 200 个脉冲，另一方面，整流器对电容的充电电流为 46.5A。 ◀

23.12 绕线式感应电动机转子能量反馈调速

为了不浪费转子能量，可在转子整流侧连接大电池（见图 23-29）。假设电池电压 E_2 可以从 0 到任意指定的值变化，图 23-29 所示电路工作原理如下。

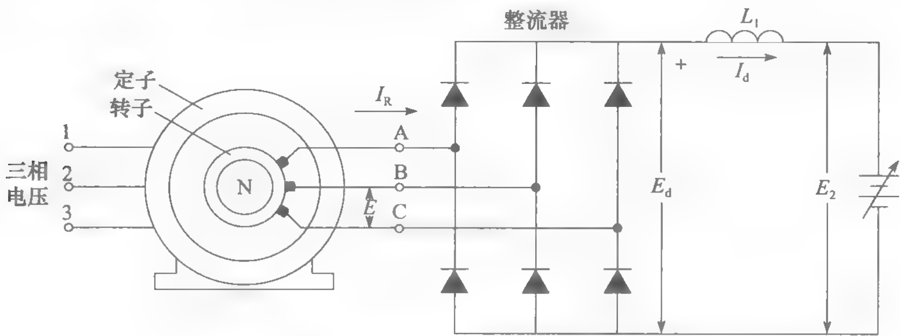


图 23-29 使用可调电压电池来实现速度控制

转子端部电压由下式给出

$$E = sE_{oc}$$

式中，s 是转差率，E_{oc}是转子静止时输出的电压值（见 13.10 节）。

整流器的输出电压 E_d 由下式给出

$$E_d = 1.35E$$

因为电感上电压降可以忽略，所以 $E_d=E_2$。结合式 13.4 和 21.4，可以得到

$$s = \frac{E_2}{1.35E_{oc}}$$

注意，E_{oc}是常值，所以转差率由电池电压 E_2 决定。因此，可以通过改变电池电压来达到调节电机转速的目的。

通常使用一个三相逆变器来替代整流桥直流侧的电池，将转子能量回馈给三相线。逆变器输出端和与定子相连的三相电源相连接，见图 23-30，这里常常用到变压器，E_T 的有效值大概为 E_2 的 80%～90%。这保证了触发脉冲角接近允许的最大值 165°，这时逆变器吸收无功功率可以小一些。通常，电压的关系由下式给出

$$E_2 = 1.35E_T\cos\alpha$$

式中，E_2 是逆变器直流侧电压（V）；E_T 是变压器二次侧的线电压（V）；α 是移相触发角（°）。

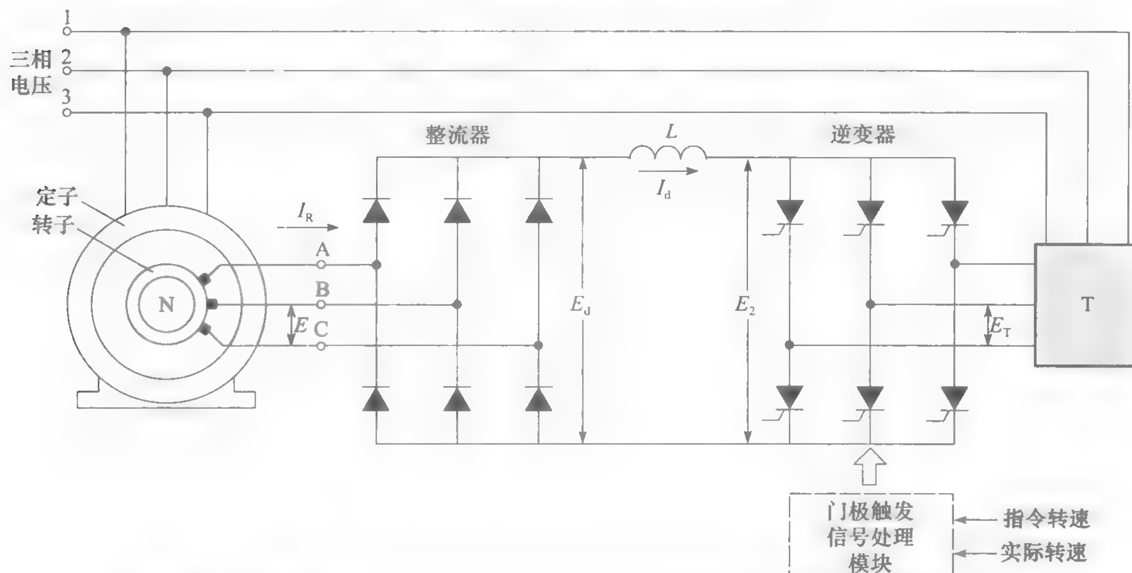


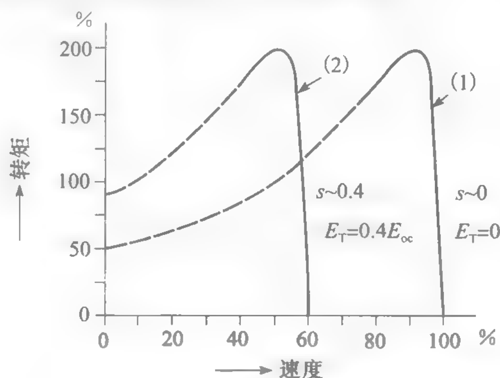
图 23-30　采用整流、逆变电路的绕线式转子感应电动机调速系统（串级调速系统）

这种控制方式效率很高，因为转子的滑差能量没有消耗在电阻上，而是反馈到了交流母线上。另一个优点是，对于任意给定的 E_T，电机从空载到满载时的转速保持恒定。

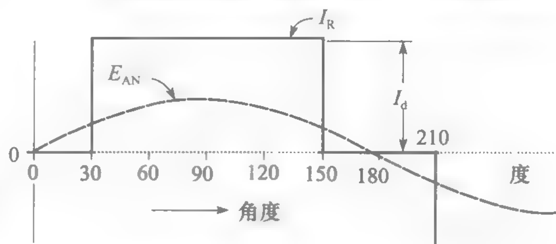
图 23-31a 给出了两种 E_T 情况下转矩-速度特性曲线。当 $E_T = 0$ 时，E_2 和 E_d 都是零。因此，这时集电环短接，转矩-速度曲线如曲线 1。当 $E_T = 0.4E_{oc}$时，转矩-速度特性曲线变为曲线 2，注意，这时转矩-速度特性曲线右移，而且当转矩增大时，速度只有很小的跌落。

转子电流 I_R 为 120°的方波，与对应转子电势的相位关系如图 23-31b 所示，因此，负载功率因数角一般是单位功率因数角。

这种调速方式比较经济，因为整流器和逆变器的容量为转差率功率，比电机全功率小得多。例如，如电机的最低速度为同步速的 80%，则变流器只需处理定子输入功率的 20%，因此变流器容量比采用定



a）不同端电压时绕线式感应电机的转矩-转速特性



b）图23-30中的转子电压、电流波形

图 23-31　串级调速系流的转矩-转速特性及转子电压、电流波形

子全功率变频器时小得多。

例 23-6 一台 3 相，3000hp，4000V，60Hz，8 极，绕线式感应电机，驱动一个变速离心式水泵。当电动机和 4160V 电源相连接时，转子开路电压为 1800V。三相，4160/480V 变压器连接在逆变器交流侧（见图 23-32）。假如电动机在 700r/min 时的输出功率为 800kW，试计算如下：

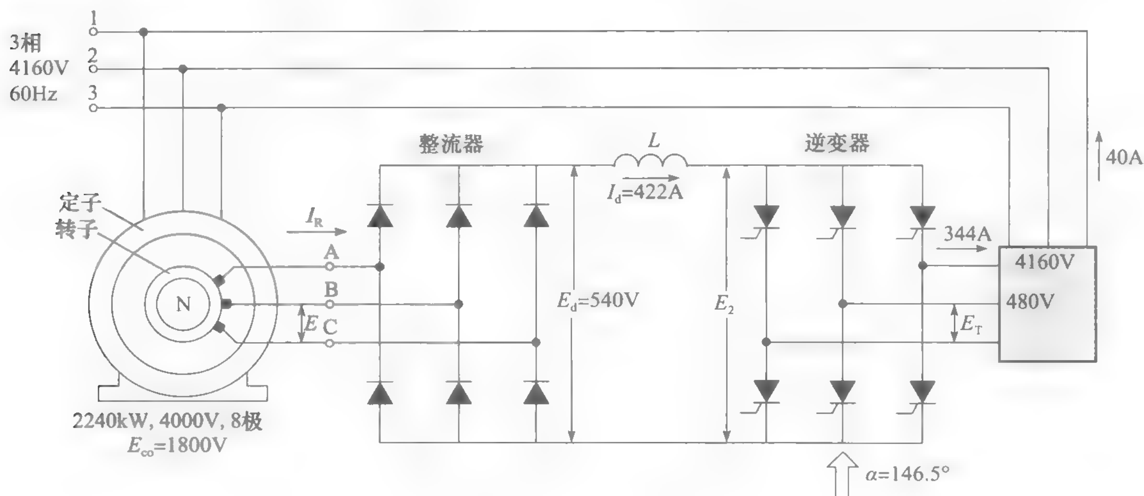


图 23-32 例 23-5 图

a. 转子输出功率；

b. 转子电压和供电电压；

c. 转子和直流侧电流有效值；

d. 逆变器的移相触发角；

e. 变压器一次侧和二次侧电流。

解 a. 同步速

$$n_s = 120f/p = 120 \times 60/8 = 900\text{r/min}$$

转差率为

$$s = (n_s - n)/n_s = (900 - 700)/900 = 0.222$$

机械功率为

$$P_m = 800\text{kW}(= 1072\text{hp})$$

而

$$P_m = P_r(1 - s)$$
$$800 = P_r(1 - 0.222)$$

所以转子的输入功率为

$$P_r = 1028\text{kW}$$

转子输出电功率为

$$P_{jr} = sP_r = 0.222 \times 1028 = 228\text{kW}$$

因此，228kW 的能量将回馈回交流电源。

b. 转子线电压

$$E = sE_{oc}$$
$$E = 0.222 \times 1800 = 400\text{V}$$

直流侧电压

$$E_d = 1.35E = 1.35 \times 400 = 540\text{V}$$

c. 直流侧电流

$$I_d = P_{jr}/E_d = 228\,000/540 = 422\text{A}$$

转子电流的有效值为

$$I_R = 0.816I_d = 0.816 \times 422 = 344\text{A}$$

d.

$$E_2 = 1.35E_T\cos\alpha$$

$$540 = 1.35 \times 480\cos\alpha$$

$$\alpha = 33.5°$$

实际的触发脉冲角（180－33.5)＝146.5°，因为这时变流器工作在逆变状态。

e. 因为 480V 线上的电流也是 120°导通，而且峰值为 422A，所以由 21.6 式，变压器低压侧电流有效值也是 344A，高压侧电流有效值为

$$I = 344\text{A}$$

$$I = (480/4160) \times 344 = 40\text{A}$$ ◀

脉宽调制型调速系统

23.13 脉宽调制基本概念

前面介绍的自换流变频器输出方形电压、电流，含 5 次、7 次谐波。这些电动机定子绕组中的谐波电流使电动机转矩产生脉动，电动机转矩脉动的频率为 6 倍的基波转矩频率。

假设讨论的电动机为 4 极感应电机。当矩形波频率为 60Hz，同步速为 1800r/min，相应的转矩脉动频率为 60×6＝360Hz。当定子通电频率为 1.5Hz 时，同步速为 45r/min，相应的转矩脉动频率为 9Hz。

当转矩脉动频率为 360Hz 时，因为机械惯性，转矩脉动在速度较高时逐渐减弱。然而，在低速时，例如 45r/min 时，9Hz 的转矩脉动是相当明显的。这种转矩脉动在一些工业应用场合（需将转速调至接近零速）是不允许的。在这些情况下，可采用脉宽调制方式取代方波控制。产生 PWM 波的变流器在第 21 章的 21.45～21.48 节中已作介绍。

以图 23-33 所示的电压源型 PWM 变流器为例，介绍 PWM 产生的基本原理。三相桥式整流器 1 产生不变的直流电压 E_1，E_2 是自换流变流器 2 的输入，其值和 E_1 基本相等。变流器 2 以一定的触发方式触发，使得变流器 2 的输出电压为一系列正向电压脉冲列，然

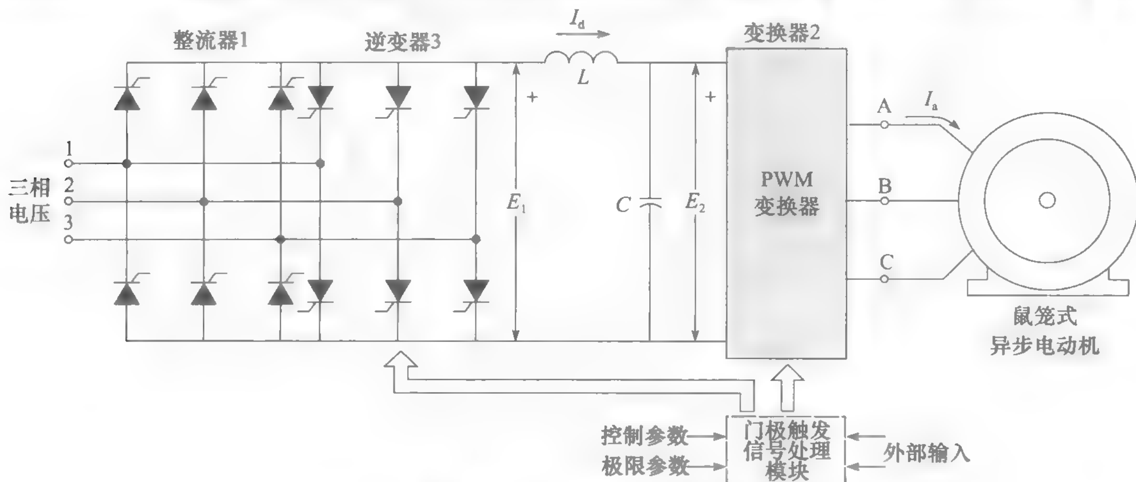


图 23-33 PWM 调速系统

后反向脉冲列（见图 23-34a）。如图所示，该脉冲列按正弦规律变化。输出电压的基波即为所希望获得的正弦电压，其频率变化范围为 0.1Hz～400Hz。脉冲频率称为载波频率，变化范围为 200Hz～20kHz，根据所选择的电力电子开关元件而定（GTO，IGBT 等）。

图中的各脉冲具有相同的宽度，但是在实际应用中，越靠近正弦中心的脉宽宽度越宽。通过增加半周内脉冲的数目，可以获得所想要的尽可能低的正弦基波频率。这样，当如 23.34a 所示输出频率降低 10 倍时，每半周的脉冲个数可以从 5 变至 50。同时，脉冲宽度按照正弦规律变化，使得基波接近正弦。

在有些时候，需在相同基波频率下减小输出电压数值。这可以通过减小输出脉冲宽度来实现。图 23-34b 中，脉冲宽度只有图 23-34a 中的一半宽，输出电压数值也只有原来的一半，但是频率不变。

这样，在输入直流电压不变的情况下，可以改变输出的电压幅值和电压频率。因此，可用二极管整流桥来提供固定不变的直流电源。三相整流桥的功率因数接近单位功率因数。

载波的出现，降低了输出电压中的低频谐波分量。输出电压中谐波只有载波本身及它的倍次谐波。当一个 PWM 调制波的基波频率为 2Hz 时，可以使用一个2500Hz的载波频率，这时谐波频率为 2500Hz 和2500Hz的倍数次。2Hz 附近的谐波不再出现。因此，在低速时（甚至零速时）的转矩脉动都很小。

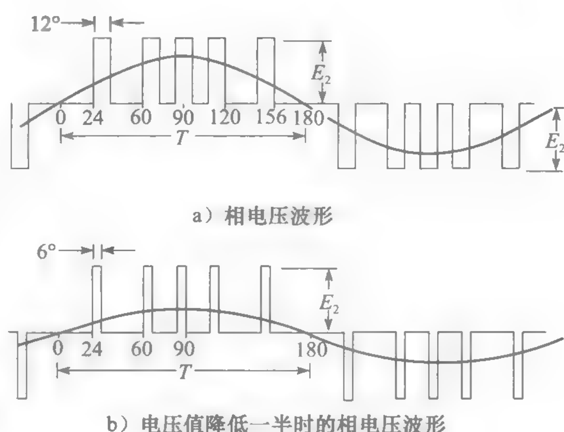


图 23-34 脉宽调制电压波形

然而，因为载波使得电动机绕组中的电流发生畸变，增加了铜损。还有，电动机绕组端的载波电压增加了铁损。因此，普通电感在 60Hz 的 PWM 供电时比正弦电压供电的温度高 10～20℃。

脉宽调制可以通过计算机控制门极触发来实现。如果采用 IGBT，可以控制数百马力的感应电机。如果采用 GTO，则可以控制上千马力的感应电动机。

23.14 脉宽调制方式和感应电动机

采用高频载波，产生频率很低的正弦电压与电流是 PWM 控制方式的重要特点，其波形可以在毫秒级别调整。因此，频率很低的正弦电压也可以变换成更高频率的任意波形。于是，感应电动机伺服系统可得到和直流电动机系统一样高速的控制性能。图 23-35是典型的 PWM 驱动应用。

感应电动机通常在恒频时运行，当需要变速驱动时，往往考虑采用直流电机调速系统。因此，以前对感应电动机变速运行关注不多。在下面部分，将以新的视角讨论感应电机 PWM 驱动系统的应用情况。

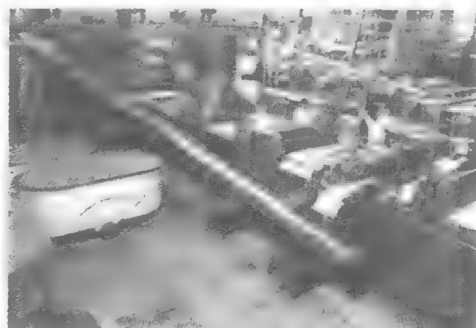


图 23-35 PWM 驱动系统应用在食品处理机上
（图片由 Baldor 电力公司提供）

感应电动机的转矩速度控制

23.15 直流电动机和磁通方向

下面通过直流电动机来讨论速度和转矩的控制（见图 23-36a）。励磁磁场在空间上产生一个静止不动磁场 Φ，可以通过改变励磁电流来改变磁场的大小。当电刷位置在物理中性点的时候，电枢中流过的电流产生转矩使得电动机逆时针转动。电流轴线与电刷轴线呈 90°。电流轴线和磁通轴线平行，这时，电动机的转矩最大，和 ΦI 成正比。因为磁通 Φ 和电流 I 可以分别调节控制，所以很容易控制电动机的转矩。

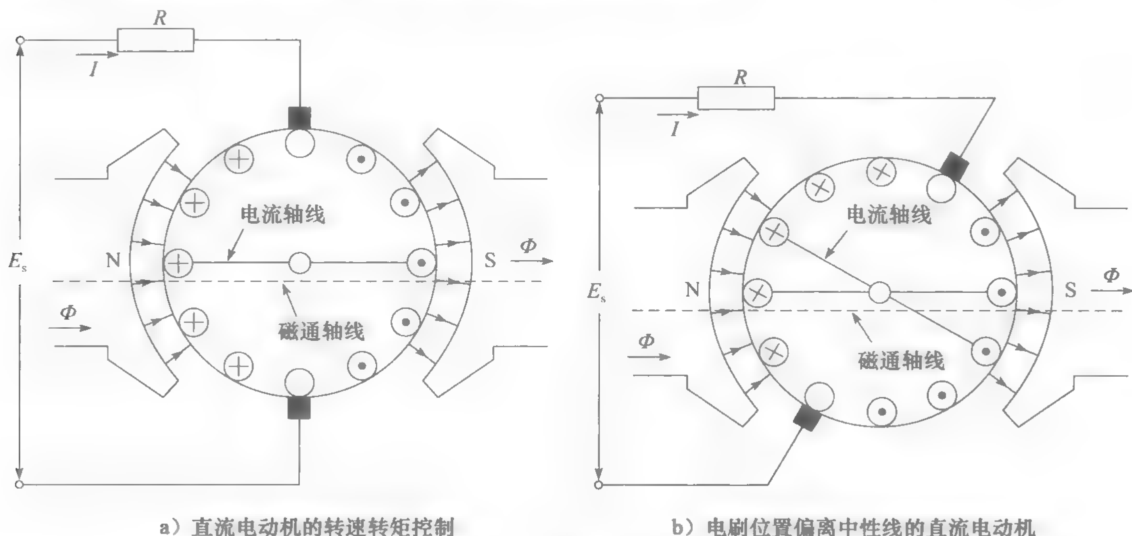


图 23-36 直流电动机的磁场

电动机的转速可以通过控制电压 E_s 来调节。这样，在低速时，为了获得较高的转矩，应使电枢电流 I 较大，而保持 Φ 磁通为额定的大小。

磁通轴线和电枢电流轴线的夹角对转矩有很大影响。例如，假设电枢的位置按图 23-36b移动，这时磁通轴线和电流轴线的夹角发生变化，产生的转矩变小。可以发现如果电枢轴线偏转 90°，则产生的电磁转矩为零。原因是电枢对应两端导体的电磁力互相抵消。因此，磁场相对电枢电流位置的夹角和电枢的电流和磁场的大小一样很重要。

23.16 转差、磁通方向和转矩

一台 p 极的感应电动机的基波磁场如图 23-37 所示。图中给出了由电机定子产生的 N、S 极，沿同步速 n_s 方向旋转。每极磁通以正弦分布，磁通密度的峰值为 $B_{peak}=0.8\text{T}$，该磁通是气隙中的合成磁通（见 13.11 节）。

转子和转子端环一起向右运动，但是速度为 n，小于同步速 n_s。因此可以推出转子中的旋转磁场的转速为转差如下

$$S=(n_s-n) \tag{23.2}$$

式中，S 是转差（r/min）；n_s 是同步转速（r/min）；n 是电动机转速（r/min）。

转子每段导条中的电压幅值和转差速率以及导条对应位置磁通密度的幅值成正比。因此，在导条 4、10 中电压幅值最大，而在导条 1、7 和 13 中电压幅值为零。

每极下有 6 根导条，导条之间的电角度为 180/6=30°。

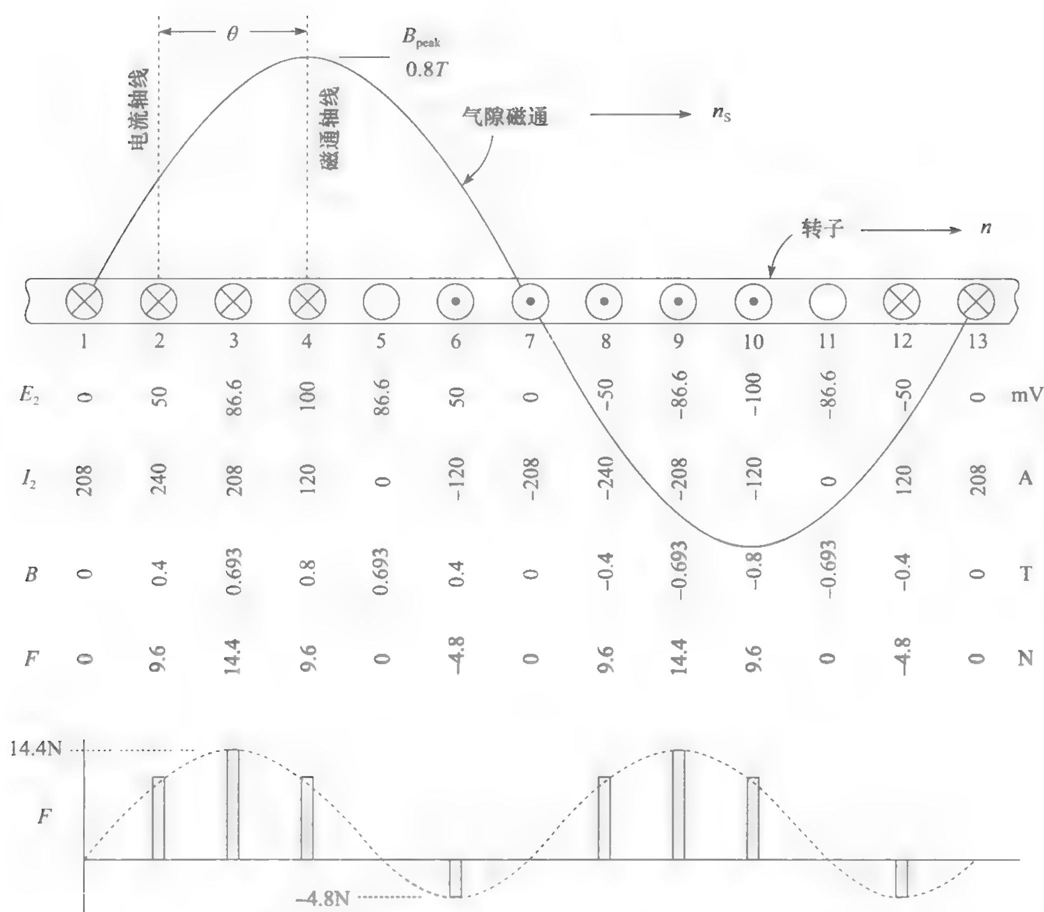


图 23-37 气隙磁通及转子上的电压、电流、电磁力

因为导条切割磁场，所以每根导条中的电压成正弦变化。由第 13 章，有如下等式：

转子频率为 f_2 和定子频率 f 的关系为

$$f_2 = sf$$

转差率 s 为

$$s = (n_s - n)/n_s$$

同步速 n_s 与定子频率 f 和电机极数 p 有如下关系

$$n_s = 120f/p$$

从以上各式可得出：

$$f_2 = Sp/120 \tag{23.3}$$

式中，f_2 为转子频率（Hz）；S 为转差（r/min）；p 为极数。

电动机的转子频率直接与转差速度成正比，频率在感应电动机的磁场定向中起重要作用。电动机额定运行时，普通电动机的转子频率通常为低于 2Hz。

转子电流 转子导条中的感应电势会产生电流，该电流等于电压除以导条阻抗。导条阻抗取决于导条中的电阻与电抗，由于电抗的因素，导条中电流滞后于电压，电流达到最大值的时间晚于电压达到最大值的时间。如图 23-37 所示，电流滞后电压 60°。导条 2 位于图示导条 4 位置时，其感应电势达到最大值，而导条 2 超前导条 4 为 60°，因此，导条 2 中电流达到最大值。

转子电流轴与气隙磁通轴线相差 60°角度，这相当于 2 极直流电动机的电刷偏移中性线 60°。因此，图中的磁通定向不佳。

由于满载运行时转子频率小于 2Hz，转子电抗通常比转子电阻小得多。满载运行时电流与电压的相位差小于 5°。转子导条中的电流分布与电压分布基本相同，即导条中的感应电势达最大值时，电流也为最大值。因此，不论负载如何，转子电流轴线与定子磁通轴线对齐。在此条件下，感应电动机与直流电动机的特性相似。

当转子频率较高时（30Hz 或更高），转子电抗比转子电阻大得多，则转子电流会大大滞后于电压。如图 23-37 所示，转子频率为 40Hz，电流滞后于电压 60°。

可得结论如下：为确保在任何速度时实现磁链定向，转子频率应保持在 2Hz 或更低。

转矩　每根转子导条上产生的力正比于导条电流与对应磁通密度的乘积。以图 23-37 为例，导条 3 产生的力正比于电流（208A）与磁通密度（0.693T）的乘积，应用式 2.26，$F=BLI$，可得 10cm 长导条上的力为 14.4N。所有导条上产生的力乘以转子半径即为电动机的转矩。图 23-37 给出了各转子导条上的电压、电流、磁通密度及力。

23.17　变速控制（恒转矩模式）特性

转速和转矩控制将应用感应电动机的等效电路图，在对其进行具体分析之前，了解它的主要特性是很有帮助的。图 23-38 为 1kW，4 极，转速为 1740r/min 的感应电动机的六种运行模式。该电动机额定电压 416V，3 相，额定频率 60Hz，电动机的设计转速范围很宽，通过改变定子频率，可在零转速至额定转速间调速。

在这六种模式中，假定转矩保持额定值不变。此外，气隙磁通保持为最大磁通密度（$B_{peak}=0.8T$）不变。第一个例子（见图 23-38a）表明了额定工作条件下转子电压和电流的信息。这些详细信息将用于后面几种运行模式（见图 23-38b 到图 23-38f）的分析中。

图 23-38a：额定运行模式

定子额定频率为 60Hz，同步转速 1800r/min，电动机在 1740r/min 时产生额定转矩，转差（1800－1740）＝60r/min。对应的转子频率如下式所示：

$$f_2 = Sp/120$$

所以

$$f_2 = (60 \times 4)/120 = 2\text{Hz}$$

在这些条件下，每个转子导条产生的最大电压为 100mV，对应的最大电流为 250A。还可以得知电流滞后电压 4°，因而电流轴滞后于磁通轴 4°，磁通定位较好。

互感磁通穿过静止的定子绕组，在 60Hz 的频率下，每相感应电势 E_Φ 为 240V。

图 23-38b：在频率为 6.1Hz 下运行

定子频率减小到 6.1Hz，则同步速相应变为 183r/min。为了产生图 23-38a 所示的转矩，转子导条中的电流必须与之前电流的幅值、频率和相位一致。当转差（n_s-n）也是 60r/min 时，便可实现上述要求。因此，当转子转速变为（183－60）＝123r/min 时可以产生满载转矩。

定子产生的电压 E_Φ 要小于之前，因为磁通转速为 183r/min。可通过比值法计算电势 E_Φ：

$$E_\Phi = 240 \times 183/1800 = 24.4\text{V}；频率为 6.1\text{Hz}$$

图 23-38c：电动机停转

定子频率降至 2Hz，同步速为 60r/min。要产生额定转矩，转差也应为 60r/min，这意味着 $n=(60-60)=0$，亦即电动机停转。

定子感应电势为：

$$E_\Phi = 240 \times 60/1800 = 8\text{V}；频率 2\text{Hz}$$

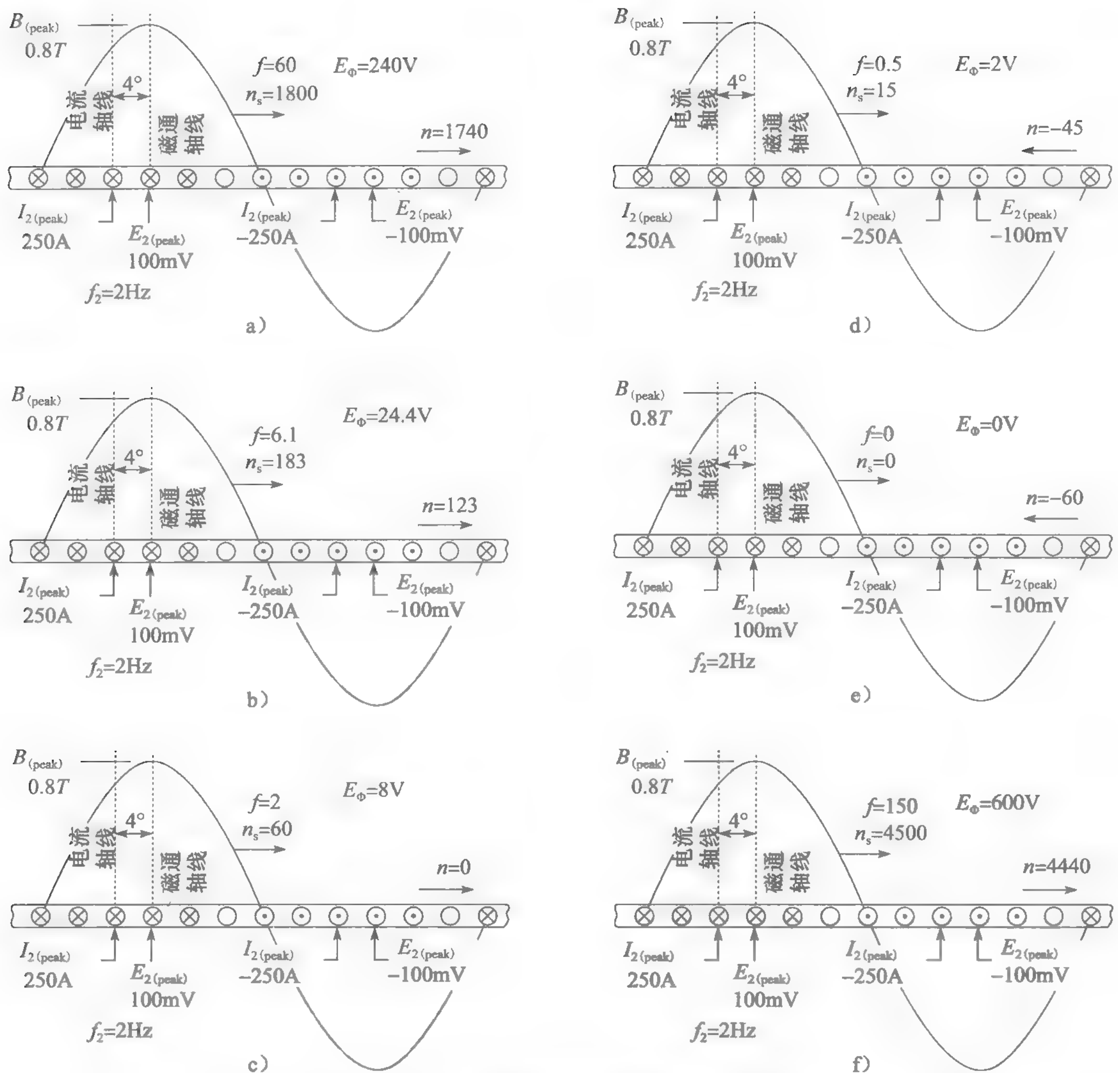


图 23-38　恒转矩模式时的感应电动机特性

图 23-38d：电动机制动

定子频率继续下降至 0.5Hz，使同步速低至 15r/min。然而，60r/min 的转差仍然能使电机产生额定转矩，这在电动机以（15－60）＝－45r/min 与磁通相反方向旋转时实现。不过这时磁通与转子反向运行，电动机制动运行。定子感应电势为 2V。

图 23-38e：定子直流励磁

定子频率为 0，即定子绕组中流着直流电。不过只要转差为 60r/min 就仍然能产生额定转矩，这可在转子以 60r/min 反向运行时实现，此时电动机同样为制动运行。磁通不旋转，$E_\Phi=0$。

图 23-38f：超基速运行

另一个固定转矩模式下的电动机运行例子是，定子频率升至 150Hz，从而得到 4500r/min的同步速。额定转矩仍在转差 60r/min 时产生，因此转子运行在 4440r/min。注意，此时定子感应的 E_Φ 相当高，达到 $E_\Phi=240\times4500/1800=600\text{V}$。

以上六例说明，转子的状态是相同的。转子导条中产生的电压峰值维持在 100mV，电流峰值维持在 250A，频率 2Hz 恒定不变。实际上，在定子频率变化的时候，电机的整

个运转情况决定于转差 S。每极磁通应保持固定，为达到这个要求，产生气隙磁通的磁化电流应维持不变。

23.18　变速控制（恒功率模式）特性

如图 23-38a 所示，假设电子电源最大只能提供额定的 240V 电压，但如果需要频率提高到 400Hz。要把电动机转速提高到 4500r/min 左右，也就意味着定子频率要升到 150Hz。如果磁通密度峰值保持在其正常水平，定子电压应当为 600V，如前图 23-38f 所示。但由于定子电压限制在 240V，磁通密度峰值会自动按比例下降以提高频率。因而，

$$B_{peak} = (60/150) \times 0.8\text{T} = 0.32\text{T}$$

这个磁通密度比额定峰值低 2.5 倍，如图 23-39 所示。为弄清转矩和转速会如何变化，有以下推断：

1. 为了得到最大可能转矩，转子导条中的电流应越大越好，不过不能超过热极限。这就是说电流峰值仍应为 250A。

2. 要得到 250A 电流，转子导条感应出的电势峰值 E_2 仍应为 100mV。

3. 如果 B_{peak} 为 0.8T，60r/min 的转差将足够产生 100mV。但现在 B_{peak} 只有 0.32T，低了 2.5 倍，因此要使 E_2 等于 100mV，唯一的办法是把转差乘以一个系数 2.5。于是所需转差应为 2.5×60＝150r/min，最终电动机转速为 4500－150＝4350r/min。

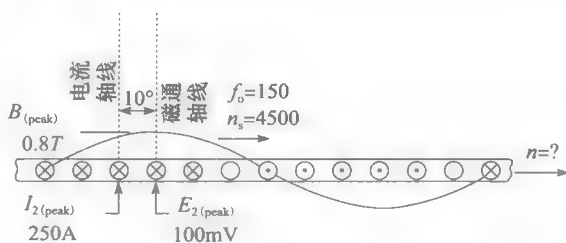


图 23-39　恒功率模式时的感应电动机特性

4. 每极磁通仅为其额定值的 1/2.5，因此转矩也为其额定值的 1/2.5。然而电动机转速是其额定基速的 2.5 倍，因此功率仍为其额定值，电动机运行于恒功率模式。

5. 转子频率不再是 2Hz，因为转差是图 23-38a 中的 2.5 倍。转子频率为 2.5×2Hz＝5Hz。频率的提高会导致电流比 E_2 多滞后几度，磁通轴与电流轴之间的角度比图 23-38a 中更大，但这个磁通方向变化引起的转矩减少不明显。

然而，如果转速需要提高 20 倍（即 20×1800＝36000r/min），同时 E_Φ 限制在 240V，则磁通密度会按此系数减少 20 倍，要在转子导条中产生 100mV，转差须达到 20×60＝1200r/min，对应的转子频率为 20×2Hz＝40Hz，磁通定向会很差，导致的转矩严重减少，无法维持恒功率模式。

23.19　变速控制（发电机模式）特性

在变速感应电动机传动系统中，会经常出现发电机运行模式。当电动机定子磁通与转子同方向旋转，但速度低于转子速度，感应电机即为发电机运行。

研究以下两种情况，一种是电动机接近额定转速运行，另一种是转速大幅降低。这两种状况示于图 23-40a 和图 23-40b。两种情况中发电机转矩都等于额定转矩，所用数据与图 23-38和图 23-39 相同。

图 23-40a：发电机模式，额定转速

定子频率为 60Hz，因此同步速为 1800r/min，转子运行于 1860r/min，因此转差为 60r/min。与前例相同，转子频率为 2Hz，电流也仍滞后 E_2 为 4°。然而其中有显著的不同，因为电流的方向与图 23-38a 中相反。此外，电流轴现在稍微超前于磁通轴，领先 4°。要注意的是转子电流反向，正是这个反向使电机运行在发电机状态。

图 23-40b：发电机模式，低转速

这种情况中定子频率为 6.1Hz，得到 183r/min 的同步速，转子转速为 243r/min，转差仍为 60r/min，转子的电压电流因而与图 23-40a 中相同，能量仍是从转子流向定子。

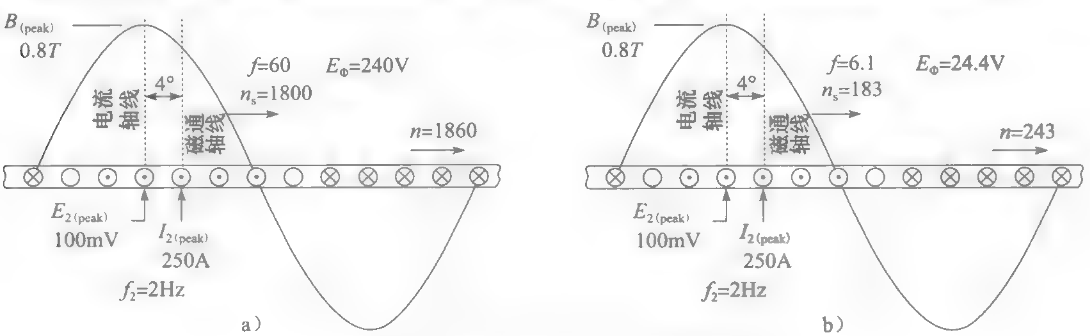


图 23-40 感应电动机发电机模型特性

23.20 感应电动机及其等效电路

笼型感应电动机的转矩和转速控制比直流电动机困难得多，因为无法直接接触转子，转子电流不能直接控制。转子电流由定子电流感应产生，此外，定子电流还产生用来产生转矩的磁通，这个复杂问题最好的解决方法就是三相感应电动机等效电路。

完整的单相等效电路（第 15 章得出）如图 23-41所示，它非常接近变压器的等效电路。电动机参数如下：

r_1＝ 定子电阻

x_1＝ 定子漏电抗

x_2＝ 折算到定子侧的转子漏电抗

r_2＝ 折算到定子侧的转子电阻

x_m＝ 定子励磁电抗

s＝ 转差率(不是转差)

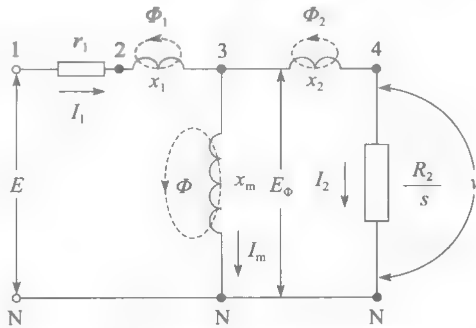


图 23-41 三相感应电动机单相等效电路

图中为简易起见，没有计入铁耗支路。

线路 1 和中性点 N 之间的外加电压 E 产生定子电流 I_1，它由 I_m 和 I_2 两部分组成，电流 I_m 是产生气隙中磁通 Φ 的励磁电流，电流 I_2 反映转子中的实际电流，它是定子电流中产生转矩的部分。磁通 Φ 是联系定子和转子的互磁通，这正是图 23-38 中说明的，磁通密度峰值为 B_{peak}，感应电势为 E_Φ。

与 x_1、x_2 相关的磁通 Φ_1、Φ_2，分别是定子和转子的漏磁通。Φ 与 Φ_1 之和是与定子交链的总磁通，它在定子中感应出电势 E_{2N}。类似地，Φ 与 Φ_2 之和是与转子交链的总磁通，它在转子中感应出电势 E_{4N}。

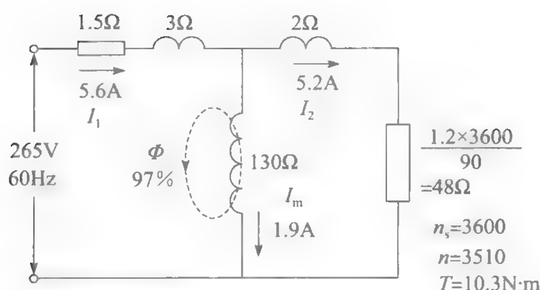
电阻 R_2/s 是表示经气隙从定子传送到转子的有功功率 P_r 的一种模拟方式，这个“功率电阻”可用转差 S 表示：

$$\text{功率电阻} = \frac{R_2}{s} = \frac{R_2 n_s}{S} \tag{23.4}$$

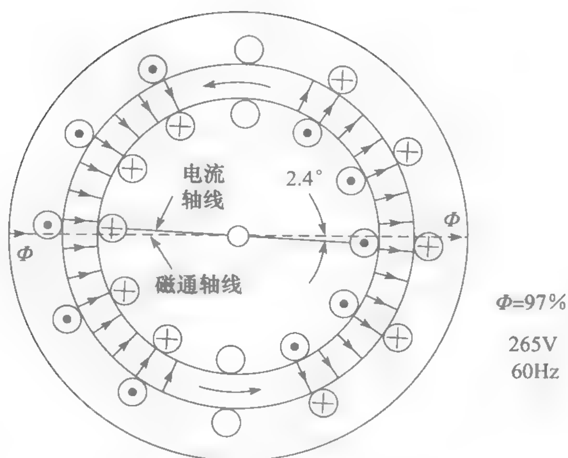
23.21 实际电动机的等效电路

图 23-42a 所示的为一台 5hp，460V，3 相，60Hz，3510r/min 的笼型电动机的等效电路。60Hz 时的参数如下：$r_1 = 1.5\Omega$、$x_1 = 3\Omega$、$r_2 = 1.2\Omega$、$x_2 = 2\Omega$、$x_m = 130\Omega$、$n_s =$

3600r/min。



a）5马力，2极，460V，3相，60Hz感应电机满载时的等效电路



b）满载时气隙磁通与转子电流夹角为2.4°，磁通逆时针旋转

图 23-42 电动机的等效电路及气隙磁通分布

此电动机满载运行时，转速为 3510r/min，对应转差为（3600－3510）＝90r/min。相电压 $E=460/\sqrt{3}=265\text{V}$，图中功率电阻为 $R_2 n_s/S=1.2\times3600/90=48\Omega$。解此电路后可得

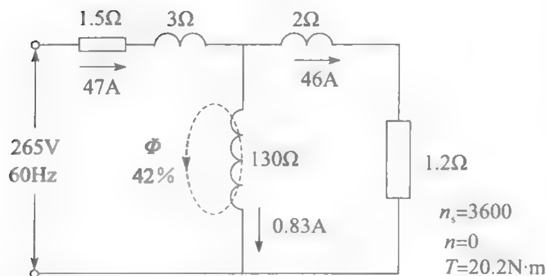
$$I_1=5.6\text{A}, I_2=5.2\text{A}, I_m=1.9\text{A}$$

3 相产生的全部满载转矩为

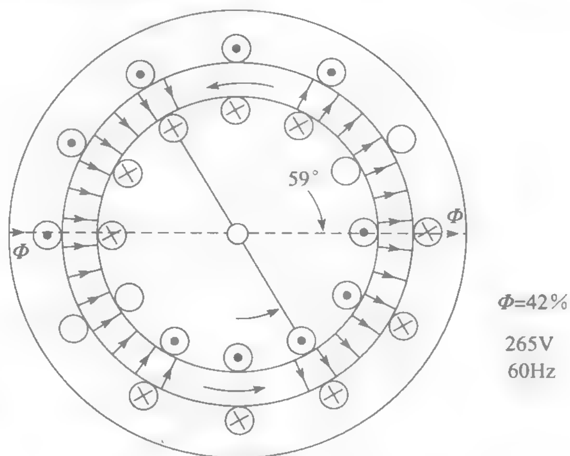
$$T=\frac{9.55P_r}{n_s}\times3=\frac{9.55\times5.2^2\times48}{3600}\times3=10.3\text{N}\cdot\text{m}$$

励磁电流 I_m 在气隙中产生磁通 Φ，其满载值为空载值的 97%，这就是 Φ 为 97%的原因。

在实际电机上观察这些电流，可得到图 23-42b。磁通以 3600r/min 逆时针旋转，并带动转子一起旋转。转子电流轴仅比磁通轴滞后 2.4°，因此磁通定向好。读者可以发现这个 2.4°与功率电阻（48Ω）和转子漏抗 x_2（2Ω）确定的相角相等。



a）额定电压额定频率，转子堵转时，5马力感应电动机的等效电路



b）转子堵转时，气隙中磁通与转子电流夹角为59°，磁通逆时针旋转

图 23-43 堵转电动机的等效电路及气隙磁通分布

现在考虑转子堵转的情况，定子上加全电压（见图 23-43a）。功率电阻等于 R_2，即 1.2Ω。解此电路可发现，电流大大提高，并且 Φ 与 I_2 的角度发生变化，转子电流轴滞后磁通轴 59°，于是转矩会大幅下降。此外，气隙磁通降至其额定值的 42%，激磁电流降至 0.83A。很明显，此状态对产生转矩是不利的，其原因是高转差（S=3600r/min）和高转子频率（60Hz）。

有了以上基础知识，现在可以分析由变频电源驱动的电机特性。

23.22 实际电动机的电压频率特性

在 20.18 节、20.19 节中可见，在变速驱动中，电压与频率按比例变化时，转矩-转速曲线和电流-转速曲线保持不变，这就是恒电压/频率比规律。当电压/频率比保持不变时，在变速范围内电动机中的磁通实际上是保持不变的。然而，低速时会出现问题，举个例子，5hp，3510r/min，460V，60Hz 电机由 6Hz 电源（即十分之一基频）驱动时会出现何种情况。

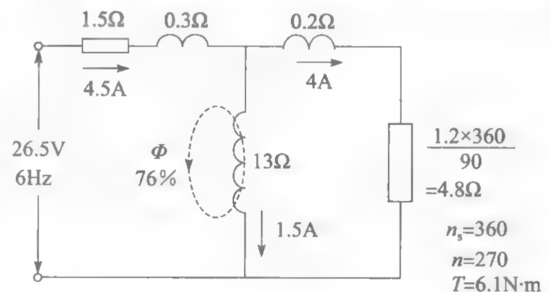
如果应用恒电压/频率比规律，如图 23-44a所示，线电压应为 460V 的十分之一，46V，相电压为 26.5V，各阻抗都要除以一个系数 10。假设为获得额定转矩，转差应为 90r/min，则功率电阻等于 4.8Ω。因而，除了定子电阻为 1.5Ω 保持不变外，图 23-44a中的所有阻抗都比图 23-42a 中小 10 倍。

解图 23-44a 中的电路，可得到转矩为：

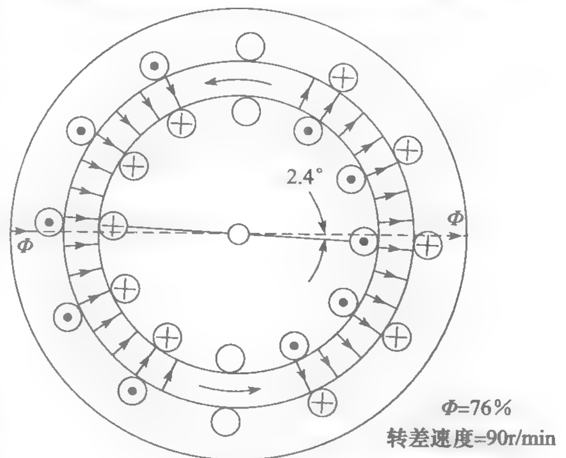
$$T=\frac{9.55P_r}{n_s}\times 3=\frac{9.55\times 4^2\times 4.8}{360}\times 3$$

$$=6.1\text{N}\cdot\text{m}$$

这个转矩大大低于 10.3N·m 的额定值。计算表明，与图 23-42a 中的 1.9A 相比，这里激磁电流仅有 1.5A，因此，气隙中的磁通比之前大大减少，这就是转矩大幅跌落的原因。



a）5马力感应电动机运行于1/10倍额定电压、频率



b）电动机以270r/min旋转

图 23 44 电动机在低频时的等效电路及气隙磁通分布

从而，恒电压/频率比规律在低速时导致了转矩的大幅跌落。其原因就是定子电阻，如果它不存在，则恒电压/频率比规律在低速时是有效的。

低速时可提高定子电压，从而补偿定子电压降来进行弥补转矩的跌落，当电动机由 PWM 驱动控制时，可采用这种转矩升压补偿。

23.23 感应电动机的转速转矩控制

转矩和转速控制的问题在于 I_m 和产生转矩的电流 I_2 合并为一个电流，即定子中流动的 I_1。要控制转矩，必须把这个电流分解成 I_m 和 I_2 两部分。此外，把 I_m 保持在其额定值附近以使磁通在铁心未达过饱和时尽可能大。

为了跟踪所有这些变量，电机的电路参数必须已知。为实现这个目标，有些 PWM 控

制系统包含了一个测量转子和定子参数的步骤，此测量仅在安装驱动器时进行一次。

电动机运行时，定子电压、定子电流、频率和速度都由传感器读出，并与希望值进行比较。之后控制系统中的计算机确定 I_m 和 I_2，并自动设定所需电压、频率和电流。

因为测速时需在转轴上安装编码器。对于已经安装好、轴伸难以接近的电机来说，这可不是什么容易的事情。因此，出现了可不依靠直接转速信号，通过计算机估算转速的算法，这在速度不太低的时候效果较好，但如果每分钟转速只有几转，或者需要进行伺服位置控制，就只好使用编码器了。

控制系统通过计算机控制转速和转矩的同时，还可以实现加速、减速的速率控制，过电流保护等功能。此外，高级用户可以在计算机中编程，以实现特殊功能。

计算机进行高速计算，把信号送至变流器来驱动电机，以得到期望的结果。由此可见，感应电动机的 PWM 控制是变流器及其他设备共同实现的。

23.24　载波频率

感应电机使用的 PWM 驱动器的载波频率范围为 1～16kHz。在有些使用场合中，载波频率可根据需要超过此范围。噪声就是其中的一个问题，安静环境时，频率在1～2kHz范围内对听觉影响较大。因此，通常将载波频率提高到 10kHz 以上，超过了人类听力范围。但随着载波频率的提高，功率半导体器件的容量将降低。

载波电压过高的电压上升率将导致电动机中绝缘出现问题。过高的电压上升率会产生以下两种情况：（1）由于电动机绕组与连接电缆的高频阻抗不匹配，在每次 PWM 电压脉冲时，电动机端电压值短时会加倍；（2）在该电压尖峰时，电动机绕组的分布电感和电容会使该数值翻倍的电压加在电动机绕组的前几匝，使得这几匝上的电介质应力大大超过正常值，最终导致绝缘损坏。可以用线路滤波器来衰减这一现象，尤其是电动机离变流器超过 50 米的时候。

23.25　感应电动机动态控制

如用 PWM 驱动器来改变压缩机或者风扇的转速，转速变化往往会很慢，并且一旦设定，电动机实际上就要以恒定的速度运行。在这些条件下，电动机像普通异步电动机一样运行，只不过频率可能为 47Hz 而不是 60Hz。基本的电压电流都是正弦，因此，即使转速在变化时，等效电路图足以反映电动机特性。

然而，在一些机床中，电动机需要频繁加速、反转、停机和起动，以响应突然变化（数毫秒）的转矩。在这种情况下，电动机的特性只能用比等效电路更复杂的特殊方程来描述。在这种暂态过程中，电压电流不再是正弦，计算机生成的波形每一瞬间都在变化。在过渡过程中，磁通的大小和方向都需要得到保持，以便瞬间得到所需转矩。

能在几千赫兹载波频率下运行的 IGBT 器件，以及高速计算机使得这种动态控制能够实现。它常称为磁通矢量控制。显然，驱动风扇或者压缩机不需要矢量控制，因为不需要快速变速。同样，需花相当多时间进行变速的高惯量负载驱动也不需要矢量控制。实际上，惯量在所有 PWM 驱动器的设置中起着重要的作用。

目前，有很多设计高速响应感应电动机驱动器的方法，但迄今还没有一种最佳方法。不过，有一些基本原则是所有矢量控制共有的，这将在下一节进行简要介绍。

23.26　磁通矢量控制原则

当一台感应电动机稳态运行时，可以用三相中的任何一相作为电动机的模型。由此得到一个简单的电路图以及一些简单的方程式，这可充分描述电动机的特性。各相电压电流都是正弦波，频率恒定，间隔 120°相角。

当电动机转矩突变或突然变速时，上述情况发生变化。负载惯性很小时，其机械时间常数与驱动系统的电气时间常数大小接近，电动机特性变得复杂。当高速响应驱动系统遇到干扰，或需要执行突变命令时，电压电流不再是正弦，“相角”一词也就失去了意义。

在这样的特殊情况下，无论在定子侧还是转子侧，三相的电流和电压必须在瞬时的基础上考虑。在以下分析中，采用绕线转子电动机以便使电流和转子位置可视。当然，鼠笼转子电动机的分析也相同。

图 23-45 是一个 2 极 3 相电机的示意图。假设定子及转子绕组中的瞬态电流如图所示。定子电流 32A、18A 和 14A 由一个电流源产生。在转子绕组中感应了与转速成比例的“旋转电势”；另一方面，定子电流瞬时变化率在转子绕组中产生“感应电势”，旋转电势和感应电势之和产生转子电流。作为对这两种电压变化的响应，转子电流无法瞬时变化，延迟来自于转子绕组的电感。因此，转子的时间常数 L_2/R_2（每相）就在高性能驱动中起到重要作用。

通过电流源来改变特定定子电流的大小和变化率，从而使转子电流快速变化。因此，矢量驱动的一个作用就是确定定子电流，该电流将使转子电流变化，以便得到所需转矩和维持气隙中磁通额定大小和方向。

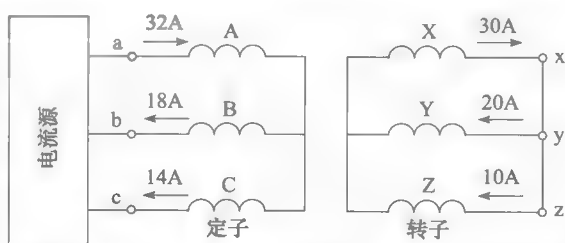


图 23-45 2 极 3 相感应电机定子、转子中的瞬态电流

应用定量分析更容易说明矢量驱动的原理。图 23-45 给出了瞬时电流的幅值和方向。定子绕组 A、B、C 的物理位置和转子绕组 X、Y、Z 的瞬时位置示于图 23-46。分布式的定子、转子绕组用单个线圈来表示，各线圈中的瞬时电流也标在图中。假设每个线圈有 10 匝。转子顺时针运行，在此瞬间，X、Y、Z 绕组顺时针超前对应的定子 A、B、C 绕组 20°。

三个定子线圈中的电流产生与各线圈平面成直角的磁势。因此，应用右手定则，A 相产生的磁势为 32A×10 匝＝320A，方向竖直向上（见图 23-47）。与之类似，B 相产生的磁势为 18A×10 匝＝180A，方向与竖线夹角 60°向左，C 相产生的磁势为 14A×10 匝＝140A，方向与竖线倾斜 60°向右。

这些磁势矢量组成的定子磁势 I_S 为 481A，与竖线夹角为 4°。这单个的磁势代表了 3 相磁势的共同效应，就如整个定子在这个时刻被一个单独的载流 48.1A 的 10 匝线圈来替代，这个虚构线圈所在平面与竖线夹角为 4°。

下面考虑转子侧，如定子的情形一样，独立线圈产生磁势。因而，各电流分别产生 300A、200A、100A 的磁势，相互间夹角为 60°。考虑到转子相对于定子的位置，该磁势组转过了 20°（见图 23-48）。这些磁势合成的转子磁势 I_R 为 458A，方向竖直向下顺时针偏 9°。因此，在这一瞬间，三个转子绕组可被替代为 10 匝单线圈，载流 45.8A，这个虚构线圈所在平面与竖线夹角 9°。

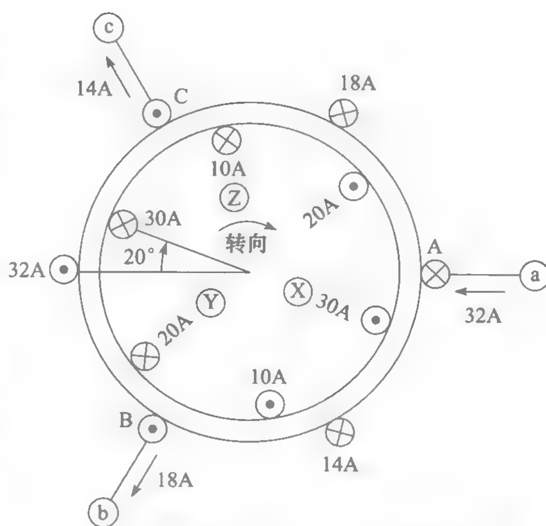


图 23-46 电动机定子、转子绕组的瞬态位置

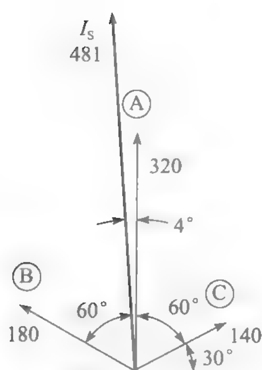


图 23-47 定子磁势的瞬时幅值及方向

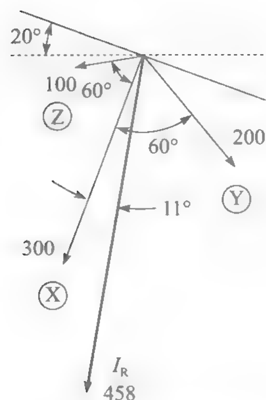


图 23-48 转子磁势的瞬时幅值及方向

把图 23-47 和图 23-48 中的矢量结合成一个磁势矢量图（见图 23-49）。该图表明了定子和转子各矢量如何结合产生磁势矢量 I_S 和 I_R，它们的值分别为 481A 和 458A；也显示出矢量 I_S 和 I_R 产生合成矢量 I_M，正是这个磁势产生了气隙中的互磁通 Φ。这和图 23-41 以及本章其他地方出现的是同一个磁通。磁势 I_M 大小为 110A，方向与水平夹角 14°。

转矩由转子磁通 I_R 与互磁通 Φ 的相互作用产生，关系式是：

$$T = I_R \Phi \sin \Psi \tag{23.5}$$

为使转矩最大，角度 Ψ 应接近 90°，这是 PWM 矢量控制系统的目标之一。另一个目标是调整 I_M 的大小以产生额定气隙磁通 Φ。因此，I_M 实际大小需要调整到所需的 I_M^*。图 23-49中 I_M 的值有点太大了，因为理想的 I_M 端点应落在半径为 I_M^* 的圆上。

矢量控制的一个目的是把定子磁势 I_S 分解为两部分：产生磁通 Φ 的部分、产生转矩的部分。这两部分在图 23-49 中都可见，它们分别对应矢量 I_M 和 I_R。

观察图 23-49，很显然六个绕组产生的 6 个矢量，其大小与方向时刻都在变化。矢量控制改变转矩和转速时面临的挑战是（1）维持矢量 I_M 在虚线圆内，（2）保持角 Ψ 接近 90°，（3）保证 I_S 不超过最大允许限制。

读者应注意到三个定子绕组的电流控制非常重要。要产生所需电流，PWM 变流器产生的电压必须有合适的波形。另外，必须由瞬态定子电压、电流推断出瞬态转子电流，并与编码器（如果需要的话）的反馈一起确定转子位置。这些读数送入存储所有驱动参数的电机数学模型中。

在大多数矢量驱动中，3 相读数被转换成等效的 2 相读数，因为这样更容易操控。实际上，出于计算的目的，3 相电动机被转换为等效的 2 相电机。这样就可以在垂直正交轴上表达所有量。

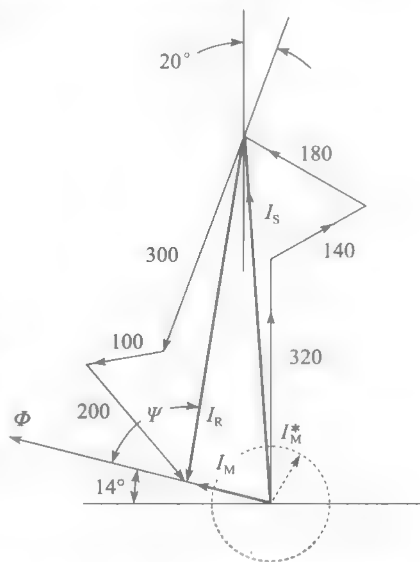


图 23-49 定子、转子磁势产生的合成磁势（对应气隙磁通）

感谢矢量驱动的设计者，他们发明了如此复杂的控制系统。而正是快速 PWM 开关和纳秒级计算机实时响应，使得这种值得纪念的驱动方式成为可能。

23.27 变速驱动和电力牵引

在很多应用场合，感应电动机的转矩和转速必须得到控制。如电力牵引，系统中电机

的转矩和转速的范围大，包括了发电机运行模式。通常电动列车的供电为60Hz的单相电，电压5～25kV。而机车的功率因数应尽可能为1，以使线电压跌落最小。此外，各线流出的电流应为正弦，且谐波尽可能小，以防止邻近的电话线的干扰。PWM变流器可满足这些要求，且又不需要使用大型滤波器和功率因数校正电容器。

牵引电动机相对比较大，因此驱动器中通常使用GTO，GTO的开关频率可变，但基本上不超过250Hz。这个相对较低的载波频率在使用PWM方法的时候需要特别注意。

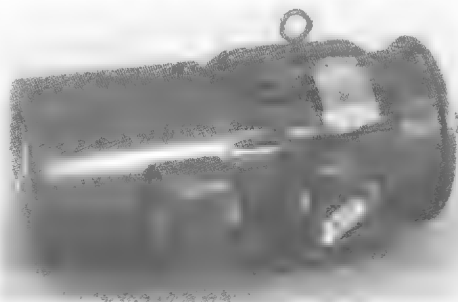


图23-50 风冷、磁通矢量控制电动机，电动机内装有光电传感器（每周1024个脉冲），以便获取任意时刻的转子位置。电动机额定数据：10马力，230V，3相，60Hz，基速1800r/min，调速范围：0～4500r/min，PWM变流器的载波频率为2.5kHz或8kHz
（图片由Baldor电力公司提供）

如23-10所述，在60Hz及以上的范围，使开关变换器产生矩形波。这样做有一个重要的好处，因为对于给定的直流母线电压，用矩形波比用PWM波的电压基波有效值更高。尽管电压谐波在这些频率时很重要，但对应的电流谐波会被电机绕组的电抗阻尼掉。五次、七次谐波是主导：基频60Hz时，它们对应的频率分别是300Hz和420Hz。然而，如果矩形波用于低频，则对应的电流谐波会变得很大，因此必须用PWM方法。脉宽调制可以为同步和非同步。同步意味着载波频率精确调节为所需基频的整数倍，倍数最好是奇数如3、5、7等。

研究发现载波频率小于所需频率的10倍时同步是有优势的，因此，如果载波频率虽然可变但有最大值限制，比如250Hz，那么只要所需频率超过了25Hz就要果断采取同步。例如，所需频率是43.67Hz，载波频率需设定为所需频率不超过GTO250Hz限制的最大奇数倍。因此载波频率应精确设为5×43.67＝218.35Hz。

如果所需频率小于25Hz，就可以用非同步PWM方法，载波简单地维持在GTO限制，即250Hz，在这种情况下，谐波集中在250Hz的整数倍频附近。

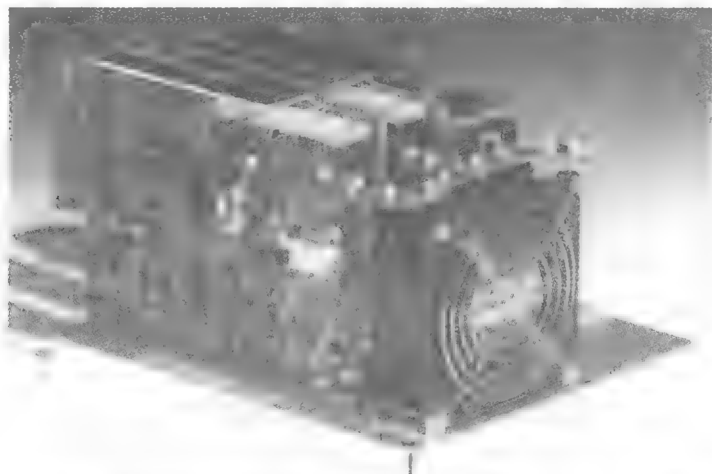


图23-51 PWM磁通矢量控制器中的复杂电路，由微处理器、IGBT、放大器、滤波器及其他元件组成。传感器检测出的反馈信号与键盘输入的信息共同作用，使系统的位置、转速的调节范围较宽。转矩可以根据位置与转速，在零到数千转/分的范围可控。技术数据：速度调整率：0.01%；转矩反向时间：1ms；接近零速时，无振动
（图片由Baldor电力公司提供）

这些问题在下面的例子中会看得更清楚。



图 23-52 图 23-52 与 3 马力、460V 的 PWM 驱动器制成一体的电动机及小键盘。电动机转速在恒转矩时可从 180r/min 调至 1800r/min，转速在 1800r/min～3600r/min 范围变化时，工作在恒功率状态。为得到最佳性能，载波频率可在 1125Hz～18kHz 变化

23.28 主要单元

图 23-53 所示为运输车辆驱动的基本单元。悬链线把 15kV，60Hz 的单相电送入变压器，将电压降至 530V，这个电压送入 PWM 变流器（3)，传送 700V 电压给直流母线。母线电压由电容（6）严格维持，逆变器（7）把三相电提供给牵引电机（8）。

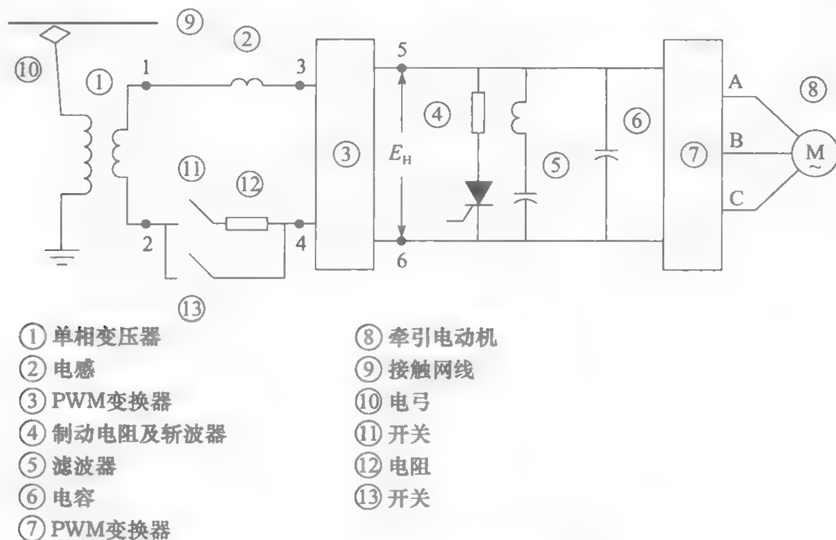


图 23-53 牵引驱动器原理图

制动电阻和斩波器（4）在快速停机，悬链线不能完整吸收时吸收功率。120Hz 串联谐振滤波器（5）吸收变流器（3）产生的倍频电流，并从而帮助减少直流母线电压的波纹。

系统第一次上电时，开关（11）和电阻（12）限制由于电容（6）而产生的浪涌电流，

开关（13）在电容充电后闭合。

感抗（2）作为逆变器（3）所产生的载波频率的滤波器，与此同时它确定在变流器（3）和变压器（1）之间流动的有功、无功功率。实际上，变压器漏抗起到了感抗的作用。

图 23-53 的电路经过了高度简化，仅仅是为了说明我们要强调的问题。

这台 3 相 4 极牵引电动机描述如下：

类型：鼠笼感应

功率：160kW

额定电压：545V

速度范围：0～3000r/min

基本速度：1800r/min

温度等级：H

强制通风量：$12m^3/min$

质量：520kg

23.29　三相变流器的运行模式

逆变器（7）的运行模式可如图 23-54 所示。GTO 有频率限制，比如 300Hz。假设在 PWM 模式载波频率会保持在最小值 200Hz 和最大值 300Hz 之间。最小值的选择需考虑允许的电流谐波等级，而最大值则决定于 GTO 中允许的开关损耗，以及安全裕度。

当电动机在 1800r/min（基速）到 3000r/min 之间运行时，对应的频率为 60Hz 到 100Hz。在此范围内使用方波，因此整个 700V 直流母线电压可用。电动机运行于恒功率模式时，电动机端部电压有效值为：

$$E_{line} = 0.78E_d = 0.78 \times 700 = 546V$$

频率低于 60Hz 时，谐波开始变得更重要，此时，可使用同步 PWM 模式。由于 GTO 频率不能超过 300Hz，故产生 60Hz 及以下频率时应使用五倍频，随着所需频率的降低，载波频率必须按比例减小，两个频率比为 5。当达到最小值 200Hz 的限制时，显然对应的基频为 200÷5＝40Hz。

当频率低于 40Hz 时，频率比变至 7，在这条新的运行线上，GTO 载波频率开始于 7×40＝280Hz，恰好低于 300Hz 的限制。然后随着基频由 40Hz 降至 30Hz，载波频率随之下降以维持在基频的 7 倍，达到 30Hz 时，电动机运行于约 900r/min，载波频率为 210Hz，恰好高于 200Hz 的最小值。

当频率低于 30Hz 后，开始过渡到非同步 PWM 模式，使用最大 GTO 频率（300Hz），即所需频率 30Hz 的十倍。由此，对低于 30Hz 的基频，GTO 频率维持在 300Hz 恒定，如加粗水平线所示（见图 23-54）。

图 23-55 表示出了图 23-54 中变流器四种运行模式下电动机线电压 E_{AB} 的典型波形。

E_{AB} 是三相变流器的两臂产生的电压 E_{AN} 和 E_{BN} 之差（参见第 21 章图 21-86）。

转速高于基速（1800r/min）时，意味着频率超过 60Hz，变流器运行于方波模式。每一步电压都用于 120°间隔，线电压

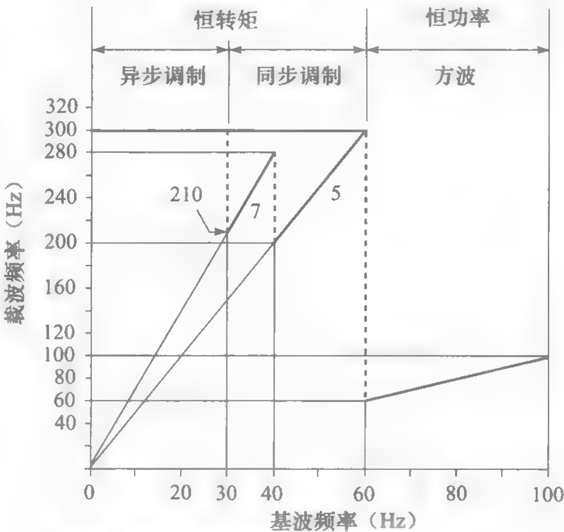
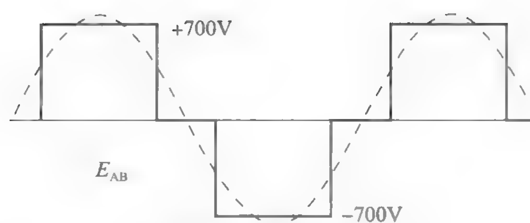
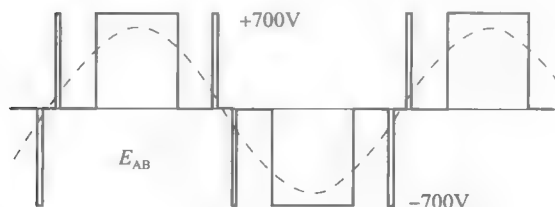


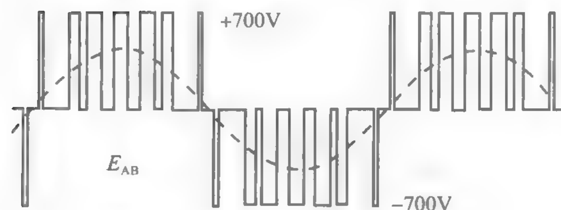
图 23-54　载波频率与基波频率关系图



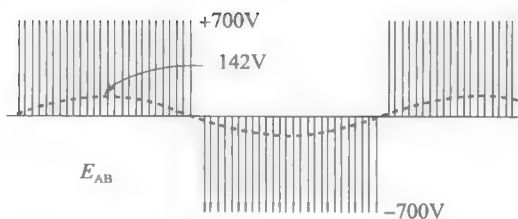
a）恒功率模式，100Hz，3000r/min
基波：100Hz, 546V rms, 3000r/min
载波：100Hz, 700V peak



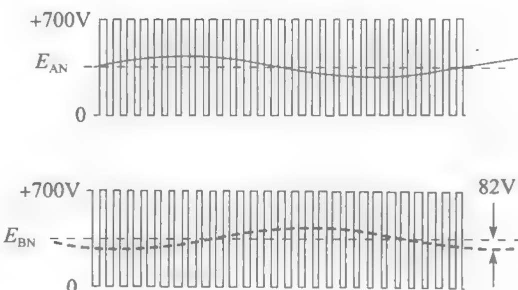
b）同步PWM模式，47Hz，m_t=5
基波：47Hz, 428V rms, 1410r/min
载波：235Hz, 700V peak



c）同步PWM模式，35Hz，m_t=7
基波：35Hz, 318V rms, 1050r/min
载波：245Hz, 700V peak



d）异步PWM模式，11Hz，m_t=27.27
基波：11Hz, 101V rms, 330r/min
载波：300Hz, 700V peak



e）相电压E_{AN}和E_{BN}波形
基波：11Hz, 58.3V rms
载波：300Hz, 700V peak
直流分量：350V

图 23-55　图 23-54 中变流器四种运行模式下线电压波形

有效值为 546V，图 23-55a 所示为频率为 100Hz 时的典型 E_{AB} 波形。注意到基波电压的波幅峰值稍稍超过了 700V 的直流输送电压。

图 23-55b 所示为 47Hz 时的 E_{AB} 波形，对应同步速 1410r/min。载波频率为 235Hz，按基频的 5 倍精确同步。此外，载波的相角也与基波进行了同步，以便产生所示的对称脉冲。基波电压的峰值现在为 $428\sqrt{2}=605$V，小于 700V 的直流输送电压。

图 23-55c 所示为 35Hz 时的 E_{AB} 波形，载波频率现在是 245Hz，恰为 35Hz 的 7 倍。图中半周期内虚线所示正弦波的伏秒面积与对应的 7 个幅值为 700V 的脉冲伏秒面积和相等。这个规律对图 23-55 中所示的所有波形都成立，例如在图 23-55a 中，正脉冲的伏秒面积与正弦波正半周的伏秒面积相等。

图 23-55d 是基波频率为 11Hz 时的多脉冲 E_{AB} 波形，它是变流器运行于非同步模式时的典型波形。在这种模式中，载波频率恒为 300Hz，单个脉冲持续时间很短。尽管图中无法表示，它们的宽度在半个周期中是有变化的。在周期中部，电压幅值为 142V 时，脉冲

宽度只有 0.68 毫秒，计算进行如下：

每个脉冲的持续时间等于载波频率周期，即 $T=1/300\text{Hz}=0.00333\text{s}=3.33\text{ms}$。当瞬时基波电压为 142V 时，3.33 毫秒的伏秒面积约为 $142\times3.33=473\text{mVs}$。不过这个伏秒面积要由 700V 直流提供，因此“高”脉冲持续时间应为 $473\text{mVs}\div700\text{V}=0.68\text{ms}$，很明显，瞬时基波电压低于 142V 时，脉冲宽度更窄。

事实上这并不代表单个的 GTO 导通，经过 0.68ms 延时再关断。E_{AB}是E_{AN}和E_{BN}的差值。实际上，当基波（11Hz）输出电压的幅值很低时，E_{AN}的导通间隔基本等于关断间隔，即大约 $3.33\text{ms}\div2=1.67\text{ms}$，$E_{BN}$的情况也相同。这个开关频率对 GTO 不是问题。$E_{AN}$和$E_{BN}$开关间隔和波形如图 23-55e。注意到瞬时输出电压在 0 到±700V 之间波动，而平均输出电压包含 350V 直流分量和峰值为 82V 的交流分量。后者与E_{AB}相关，$142\text{V}\div\sqrt{3}=82\text{V}$。

23.30 单相变流器运行模式

由第 21 章 21.46 节可见，变流器可以产生任何频率、幅值、相角的正弦波。这个特性在图 23-53 变流器（3）两侧交、直流功率交换中应用。图 23-56 中画出了变流器、直流母线、变压器等，电抗 x 是变压器的漏电抗，其中包括折算到变压器二次侧的悬链线电抗。

图 23-56 中变压器二次侧的电压 E_{12} 是固定的，其频率和幅值直接与悬链线（接电网）相关。而 E_{34} 的大小和相位由变流器（3）的开关动作决定。通过控制 E_{34} 的幅值和相角，就可以控制变压器和转换器之间的有功、无功功率流动。

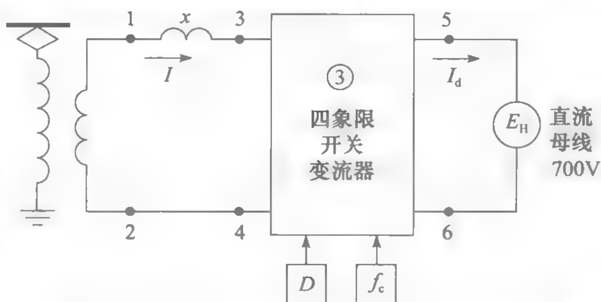
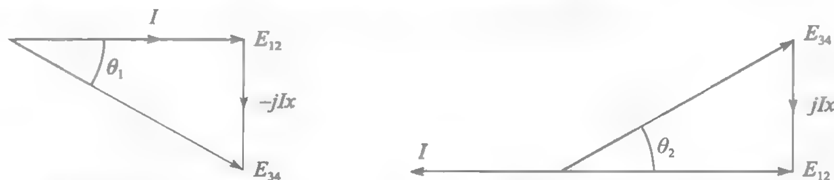


图 23-56 变压器与变流器交流侧间的功率传输示意图

举个例子，将图 23-57a 中 E_{34} 的相角调整到滞后 E_{12} 一个角度 θ_1。此外，假设 $E_{34(\text{rms})}$（E_{34} 的有效值）调节到等于 $E_{12(\text{rms})}/\cos\theta_1$。此时，所得的 I 应与 E_{12} 同相，于是只有有功功率从变压器流向变流器；因此，悬链线输电时的功率因数为 1，传输的有功功率 P 为：

$$P=\frac{E_{12}E_{34}}{x}\sin\theta_1$$

假设车辆正滑行下山，电动机以异步发电机运行。通过变流器 7（见图 23-53）传入直流母线的功率现在由转换器 3 传回变压器侧。通过移动电压 E_{34} 的相位使其领先 E_{12} 一个夹角 θ_2 来实现这种功率回馈，与此同时，用变流器调节 E_{34} 幅值，从而使电流 I 与 E_{12}（见图 23-57b）的相位角为 180°，因此，此时的功率因数也为 1。



a）变压器传送至变流器的有功功率　　b）变流器传送至变压器的有功功率

图 23-57 变流器有功功率流向示意图

由变流器产生的 60Hz 的电压 E_{34} 是一脉宽调制波，其载波频率为 4kHz。3 端和 4 端之间的电压由 700V 脉冲组成，调制频率为 60Hz。这些端点间产生的谐波频率可由下式给出：

$$f_H = 2f_c \pm f$$

其中 f_H 为谐波频率，f_c 为载波频率，f 为所需频率。在上述例子中，$f_H = 2 \times 4000 \pm 60 = 8060\text{Hz}$ 或 7940Hz，这些频率很高，以至对应的交流电流几乎全被感抗 x 滤掉，因此电流 I（见图 23-56）接近纯正弦波。



图 23-58 这列摆式电力火车从 11kV，25Hz 的单相接触网得到动力。交流电压经过整流得到直流母线上的 2400V 固定直流电压。经 PWM 变流器中的 GTO 产生一个可变的频率（0～120Hz）和可变的三相电压（0～1870V），驱动 4 台 815kW 的三相感应电机。满负荷列车编组有 140 米长，重量约为 343 吨，速度已达到 277km/h（172mi/h）。摆式特性让列车能以更高速度过弯，在保证乘客舒适的前提下节省时间。在美国东北走廊用这列 ABB X2000 倾斜体列车编组进行的车辆动态试验由 Amtrak、SJ（瑞典国家铁路）、ABB 赞助，美国联邦铁路管理局支持

（图片由 ABB Traction 公司提供）

60Hz 的正弦波电流 I 经变流器转换成直流侧电流 I_d，因而，I_d 包含有经整流的正弦波分量，其中含有很强的 120Hz 谐波，该谐波被 LC 滤波器（5）短路，于是，直流母线电压 E_{56} 只包含很小的 120Hz 波纹。

带动交流电动机的变流器并没有出现这个问题，因为三相系统平衡，其瞬时功率固定，从而没有波纹，唯一的波纹来自变流器以载波频率进行的开关动作。

23.31 直接转矩控制

在感应电动机的几种控制方法中，直接转矩控制技术（DTC）占有重要的地位。这种技术是用两种完全不同途径实现了转矩和定子磁通的分别控制。这就是说转矩和磁通分别在各自设定的上下限之间运行。

在解释 DTC 技术之前，先了解磁通和转矩是怎么测量的。图 23-61a 所示电路表示连接到正弦电压源的三相感应电机的一相。图中有定子电阻 r_1，定子漏磁通 Φ_1，主磁通 Φ，转子漏磁通 Φ_2，以及承担有效功率 P_r 向转子传递的电阻 r_2/s。经过定子连接起来的总磁通 Φ_s 等于 Φ_1 和 Φ 的矢量和。这样，$\Phi_S = \Phi_1 + \Phi$。

三相总转矩 T_M 由下式给出：

$$T_M = \frac{9.55 P_r}{n_s} \times 3$$

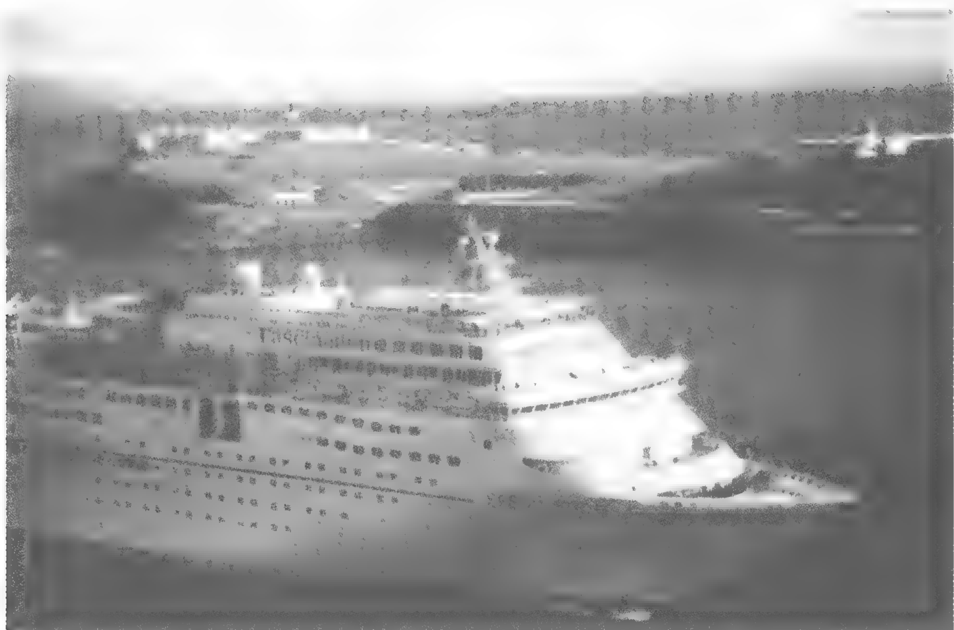


图 23-59 这艘 70 367 吨级的超级邮轮拥有一座由六台柴电同步发电机组成的发电厂，其中 4 台额定值为 10 260kVA，另 2 台为 6820kVA。这些 6600V，3 相，60Hz，功率因数 75%的发电机分别由 4 台 12 缸、2 台 8 缸 512r/min 柴油机驱动。某一时刻的投入运行柴油机数量由电力负载决定，发电机自动并网。

驱动系统包括 2 台 14MW，1000V，3 相，14 极同步电动机，直接耦合到两个转速为 50r/min至140r/min的螺旋桨轴。每台电动机有两个三相绕组，可以独立运行或串联运行，每个绕组额定容量为 7MV・A。

旋转磁场由为动力电动机提供励磁电流的励磁机产生，该励磁机由 450V 电网通过 450V/400V，400kVA 的励磁变压器供电。

一个控制单元同时控制驱动电动机的励磁电流和交-交变频器的输出电流，比如驱动电动机的定子电流。此外，控制单元还负责电动机的转速控制，输电线过载保护，以及螺旋桨的同步。

6.6kV 的母线电压通过变压器降至 1500V。二次侧连接到 4 台交-交变频器的输入端，每 2 台用于一台驱动电动机。每台交-交变频器有 36 个晶闸管。

这艘超级邮轮长 260.6 米，宽 31.5 米，运行速度 19.5 节（knot）。乘客容量 2040 人，还有船长和船员班组 920 人

（图片由 Carnival 邮轮提供）

端点 4 和 N 之间吸收的功率 P_r 为 $P_r=E_{1N}\times I_2$。这个有功功率对应端点 2 和 N 之间的功率，因为感抗 x_1、x_m 和 x_2 不吸收任何有功功率。因此可以写出：

$$P_r = E_{2N} I_1 \cos\theta_s \tag{23.6}$$

式中，P_r 表示向转子提供的功率（W）；E_{2N} 表示由穿过定子的磁通 Φ_S 感应的电势（V）；I_1 表示定子电流（A）；θ_s 表示 E_{2N} 和 I_1 的相位夹角。

电压 E_{2N} 是不容易测得的，但是通过测量定子末端电压 E_{1N} 并考虑到电压降 I_1r_1，它的值就容易计算得到。

磁通 Φ_S 与电势 E_{2N} 成正比并且滞后其 90°。矢量图 23-61b 展示了定子上的电流和电压，也就是电阻 r_1 上的电压降。

已知电势 E_{2N}，电流 I_1 及他们之间的夹角 θ_s 时，可以通过式（13.9）和式（23.6）计算出转矩。知道电势 E_{2N}，也可以确定磁通 Φ_S 的相对值。

在以后的分析解释中，我们将忽略定子电阻 r_1。



图 23-60 培训技术人员是获得新工作的重要一步，计算机和电子技术进入了电子商务和工业的每一个部门，也同样向电力行业进军了，因此，电力技术围绕这些新设备新概念迅速变化。

左图：这台模块化教学控制台使用 200W 的电机（直流、同步、感应）进行电子操作训练。电机与电子变流器通过导线建立了物理连接，测量使用标准仪器进行。学生可观察到转矩、惯量、过载、转速突变等等的实际物理现象。

右上图：一套更先进的程序，通过数据采集显示波形、电压、电流、有功功率、无功功率以及谐波。计算机进行所需的实时计算，可供观察转矩-转速特性和其他的驱动特性，观测结果可打印，则为学生及教师节省宝贵的时间。谐波可以被观察，为进一步研究谐波的影响及消除提供了便利。

右下图：模拟已经成为一种流行的完全脱离硬件的实验方式，图中这个特别的程序允许将模拟模块从“库”中取出，放进“控制台”，连上可伸缩的“导线”，并与“负载”机械耦合。这些“模块”是左图中各模块的精确副本。这个模拟程序的有趣之处在于，个体的电机、负载的静态、动态特性都储存在计算机中，因此只要实际的电机和变流器存在就能观察整个驱动系统的稳态、暂态特性

（图片由 Lab-Volt 有限公司提供）

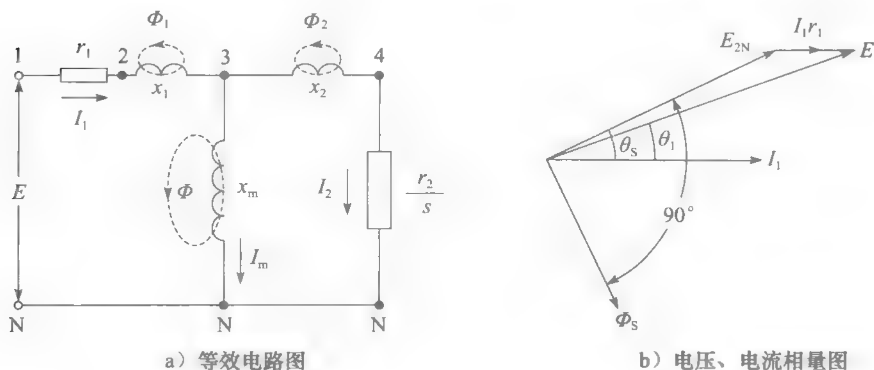


图 23-61 三相感应电动机的等效电路图及相量图

23.32 磁通和转矩的砰-砰控制

图 23-62 展示了一个由装有三个双极开关共六个开关触点的机械式逆变器驱动的三相感应电机。逆变器连接到直流电压源 E_d。开关根据一个特定的程序断开和闭合。与 PWM 技术相

反，这里开关的频率是不恒定的，而是根据由定子磁通 Φ_S 和电机转矩 T_M 的瞬时值确定。

想要得到的磁通 Φ_S 可以是一个上限 Φ_A 和一个下限 Φ_B 之间的任何值。限制范围越窄，磁通就控制得越精确。这种控制有时候也称作砰-砰控制或磁滞控制。当磁通降低到 Φ_B 以下时，一个逻辑信号会传递给变流器确定哪一个开关元件状态需要改变，从而增大磁通。相似的，当磁通超过上限 Φ_A 时，一个指示哪一个开关元件状态需要改变以减小磁通的逻辑信号会传递给变流器。最终，当 Φ_S 处于控制范围内时，所有开关的瞬时状态会保持不变，以确保转矩处于期望值。这种控制的结果就是磁通在 Φ_A 与 Φ_B 之间连续波动。

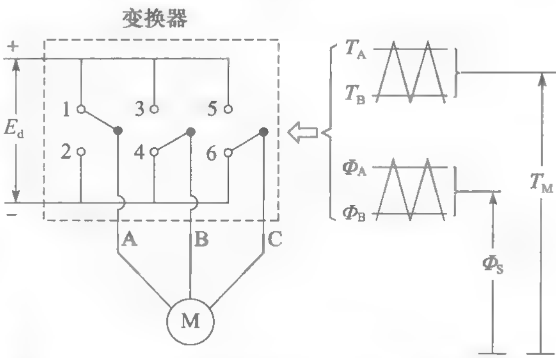


图 23-62　3 相机械式逆变器，其开关瞬时位置由定子磁通 Φ_S 和电机转矩 T_M 的瞬时值确定，磁通在 Φ_A 与 Φ_B 之间波动，转矩在 T_A 和 T_B 之间波动

同样，转矩 T_M 也应保持在 T_A 和 T_B 之间（见图 23-62）。例如，如果电动机转矩下降到 T_B 以下，变流器会接收到一个逻辑信号，改变开关元件的状态以便增加转矩 T_M。反过来，当转矩 T_M 高于 T_A 时，会有一个逻辑信号控制开关元件改变状态以降低转矩 T_M。就像磁通 Φ_S 一样，这种控制方法会使转矩在 T_A 和 T_B 之间迅速持续振动。

磁通 Φ_S 额定值相当于磁通上限 Φ_A 和下限 Φ_B 的平均值。尽管如此，当电动机轻载运行时，并不需要使磁通运行在额定值。因此，可降低磁通 Φ_S 以减少铁耗。为了做到这一点，可在不改变容限带宽的前提下，同时降低磁通上限 Φ_A 和下限 Φ_B 的值。

23.33　转速控制

转速控制是通过转矩 T_M 完成的。这样，当转速低于期望值时，控制电路同时增大转矩上限 T_A 和下限 T_B 的值。因此，电动机转矩突然低于转矩下限 T_B，系统开始增大转矩。这样，这台电动机将加速。当转速已经达到期望值时，转矩 T_M 会在一个新的转矩上限 T_A 和下限 T_B 之间波动。在这段时间里，同样的控制开关会使磁通保持在磁通上限 Φ_A 和下限 Φ_B 间。

23.34　两相电动机产生的磁场

当直流电源 E_d 向变流器（见图 23-62）供电时，如何在电动机里产生旋转场？为了简化，将用两相电机代替 3 相电动机。下面将采用具体例子来说明。用互成直角的两相 X 和 Y（见图 23-63）表示定子线圈。每极有 10 匝，这样在端 x_1 和 x_2 之间共有 20 圈。同样的线圈设定也存在于端 y_1 和 y_2 间。这些线圈各自产生磁通 Φ_X 和 Φ_Y。假定每极的额定磁通为 25mWb。

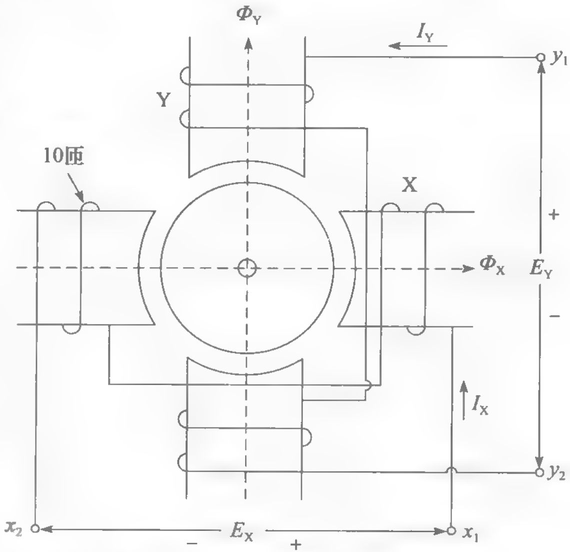


图 23-63　两相感应电机示意图。磁通 Φ_X 与 Φ_Y 的大小与方向取决于加到各自绕组上的伏秒

线圈 X 和 Y 通过一个由 4 个开关组成

的变流器（见图23-64）连接到200V的直流电源上。就X极而言，有4种方式连接到电源的+端和-端。因此，对于端 x_1 和 x_2 有4种极性组合：（+-），（-+），（++），（--）。当他们极性相同时，接头明显是短路的。因此，只有3种不同连接方式。注意到线圈X是不会开路的。这样，如果线圈中有电流 I_X，在开关换流时，电流不会中断。

线圈Y的情况也一样。因此线圈X和Y连接到电源 E_d 的（+）、（-）端共有 $3\times3=9$ 种不同的方式。这些开关组合使我们能够改变磁通 Φ_X 和 Φ_Y 的大小和方向。

例如，假定图23-63中的磁通 Φ_X 方向向右并且在增大。根据楞次定律，端 x_1 相对端 x_2 为阳极。因此，根据图23-63的参考方向，E_X 为（+）。

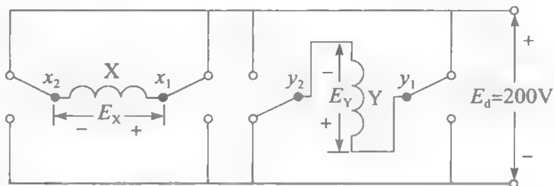


图23-64　在将绕组X、Y连到200V直流电压时，4个开关提供了9种方式。在任意时刻，2个绕组中至少有1个短路

因此，当外接电源连接线圈X以便 E_X 为正时，磁通将会向右增大。实际上，一旦电压加到端 x_1 和 x_2 上，磁通 Φ_X 就会变化。变化的速度由法拉第定律给出：

$$\frac{\Delta\Phi_X}{\Delta_t}=\frac{E_X}{N}$$

本例中，$E_X=E_d=200V$，N=20匝。因此，$\Delta\Phi_X/\Delta_t=200V/20$ 匝 $=10Wb/s$，也就是10mWb/ms。（由于开关间隔时间很短所以通常用毫秒表示。）当 E_X 是0时（线圈短路），磁通 Φ_X 不变；它的值保持在短路发生时的值。

线圈Y的情况也一样，当外加直流电源连接到线圈Y，$E_Y=+200V$ 时，端 y_1 相对端 y_2 为正。这就意味着磁通 Φ_Y 以+10mWb/ms的速率增大。但是，当 $E_Y=-200V$ 时，端 y_1 相对端 y_2 为负。因此，磁通 Φ_Y 就以-10mWb/ms的速率变化，即减小。

例23-7　在某一时刻，设定磁通 Φ_X 是+15mWb。正号（+）表示磁通方向向右。再设定磁通 $\Phi_Y=-8mWb$。负号（-）表示磁通 Φ_Y 方向向下。将线圈X和Y突然接成图23-65所示电路中。

计算

a. 磁通 Φ_S 的初始值和其空间方向。

b. 2.2ms后磁通 Φ_S 的大小和方向。

解　a. 因为线圈X和Y在空间上成90°，磁通初始方向如图23-66a所示。Φ_S 由下式给出

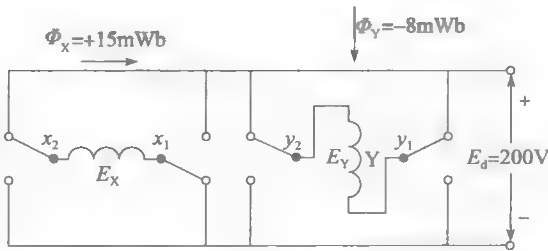


图23-65　例23-7图

$$\Phi_S=\sqrt{\Phi_X^2+\Phi_Y^2}=\sqrt{15^2+(-8)^2}=17mWb$$

它的方向角度为：

$$\alpha_S=\arctan\frac{\Phi_Y}{\Phi_X}=\arctan\frac{-8}{15}=-28°$$

b. 既然 x_1 与 x_2 极性相反（见图23-65），那么 $E_X=-200V$。磁通 Φ_X 以-10mWb/ms的速率变化，它的方向向左。由于 $E_Y=0$，磁通 Φ_Y 不变，保持在-8mWb。

2.2ms中磁通 Φ_X 的变化为

$$2.2ms\times-10mWb/s=-22mWb$$

新磁通 Φ_X（见图23-66b）为

$$+15mWb-22mWb=-7mWb$$

在2.2ms这段时间里，磁通 Φ_X 下降到0然后反向达到-7mWb。负号表示磁通 Φ_X 方向向左。

合磁通 Φ_S

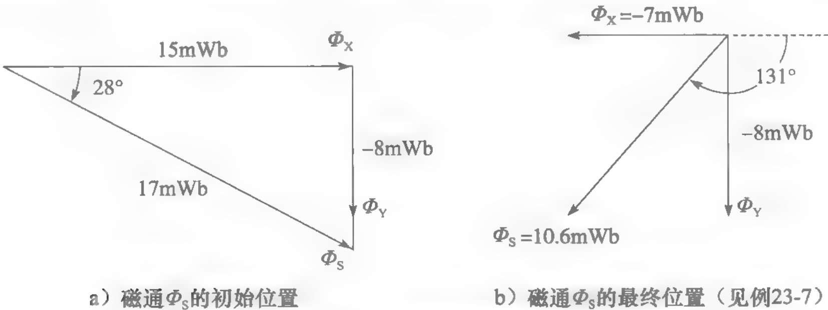
$$\Phi_S = \sqrt{\Phi_X^2 + \Phi_Y^2} = \sqrt{(-7)^2 + (-8)^2} = 10.6\text{mWb}$$

它的方向角为

$$\alpha_S = \arctan\frac{\Phi_Y}{\Phi_X} = \arctan\frac{-8}{-7} = -131°$$

可看到，在 2.2ms 时磁通方向角从 $-28°$ 变到 $-131°$，顺时针变化了 103°。这说明通过一个特定方式通、断开关，可以产生一个旋转磁场。

令人感到奇怪的是，磁通变化并不是由于在特别线圈中流过的电流引起的。因为电阻是假定忽略不计的，磁通 Φ_X 和 Φ_Y 仅仅取决于施加至各线圈端的伏秒。



a）磁通 Φ_S 的初始位置　　b）磁通 Φ_S 的最终位置（见例23-7）

图 23-66　磁通的变化

23.35　旋转磁场的产生

下面将展示如何在图 23-63 中的 2 相电机里产生一个旋转磁场。为了产生旋转磁场，要执行六个开关操作，如下步骤 1 至步骤 6 所示。图 23-67 使我们能够清楚地看到磁通 Φ_X、Φ_Y 的连续值，它们的标称值都是 25mWb。

步骤 1. （$0<t<2.5$ms）：$E_X=+200$V；$E_Y=0$。

假设电机里的初始磁通为零，即 $\Phi_X=\Phi_Y=0$。然后闭合开关使得 $E_X=+200$V、$E_Y=0$。磁通 Φ_X 将以 10mWb/ms 的速率开始向右增长，在 2.5ms 之后达到它的标称值 25mWb。为了不让磁通 Φ_X 超过它的标称值，所以要在此步结束时将引脚 x_1 和 x_2 短路。

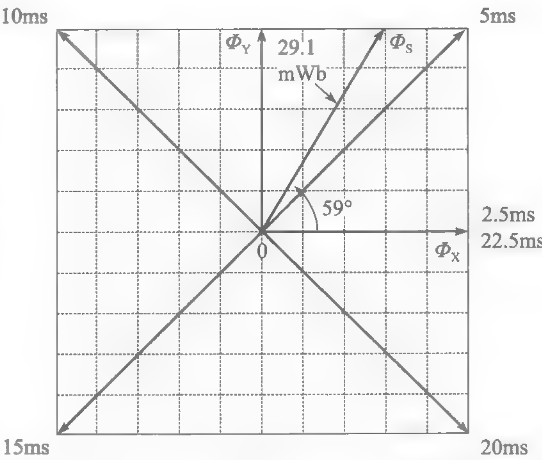


图 23-67　本图给出了磁通 Φ_S 在不同时刻的数值及位置，也标出了磁通分量 Φ_X、Φ_Y

步骤 2. （$2.5<t<5$ms）：$E_X=0$；$E_Y=+200$V。

在引脚 x_1 和 x_2 被短路的同时，合上开关使得 $E_Y=+200$V，磁通 Φ_Y 的初始值为零，但马上开始向上增长。施加电压不变直到 Φ_Y 达到它的标称值 25mWb，达到这个值所需要的时间 $\Delta t=25\text{mWb}/(10\text{mWb/ms})=2.5$ms。由于磁通 Φ_Y 不能超过 25mWb，故在此步结束的时候需要将引脚 y_1、y_2 短路使得 $E_Y=0$。

步骤 3. （$5<t<10$ms）：$E_X=-200$V；$E_Y=0$。

在这一步，给 X 相绕组施加一个负的电压，于是磁通 Φ_X 有向左的趋势，以 10mWb/ms 的速率增长。由于 Φ_X 的初始值为 +25mWb，在 2.5ms 之后降为零。

如果保持开关状态不变，磁通 Φ_X 将继续向左增长，再经过 2.5ms 之后达到它的标称值 −25mWb。此时将引脚 x_1 和 x_2 短路，使得磁通 Φ_X 停止增长。

步骤 4. （$10<t<15$ms）：$E_X=0$；$E_Y=-200$V

现在给 Y 相绕组施加电压 $E_Y=-200$V，于是磁通 Φ_Y 有向下的趋势，以 10mWb/ms 的速度反向增长。在 5ms 之后，$\Phi_Y=-25$mWb，将引脚 y_1、y_2 短路。

步骤 5. （$15<t<20$ms）：$E_X=+200$V；$E_Y=0$

磁通 Φ_X 向右增长，当它达到 +25mWb 时将引脚 x_1 和 x_2 短路使得磁通停止增长。

步骤 6. （$20<t<22.5$ms）：$E_X=0$；$E_Y=+200$V

磁通 Φ_Y 以 10mWb/ms 的速度向上增长，由于初始值为 −25mWb，在 2.5ms 之后为零。

此时磁通 Φ_S 经过了一个完整的周期。E_X、E_Y、Φ_X 和 Φ_Y 的瞬时值如图 23-68 所示。图中所示磁通波形为梯形波，而电压波形为方波。

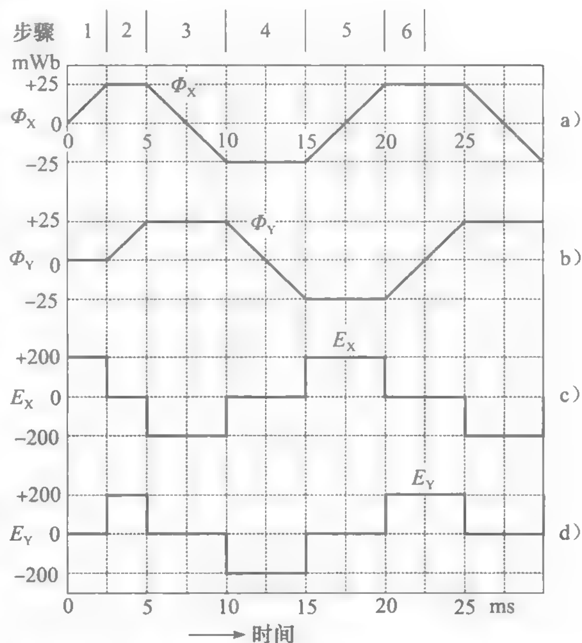


图 23-68 通过依次将 ±200V 电压加到 X、Y 绕组上来变化 Φ_X、Φ_Y

图 23-67 很有用，通过该图可以清楚地观察到合成磁通的空间位置。例如，在时间 $t=6$ms 时，$\Phi_X=+15$mWb，$\Phi_Y=+25$mWb，合成磁通 $\Phi_S=\sqrt{\Phi_X^2+\Phi_Y^2}=\sqrt{15^2+25^2}=29.1$mWb。磁通指向角度由 arctan25/15 给出，即从它的初始水平位置起逆时针旋转 59°。一个完整的周期为 20ms，相当于 50r/s或 3000r/min 的转速。

此处仍存在一个问题：磁通的标称值为 25mWb，但是我们可以看到图 23-67 中在方形的 4 个对角处合成磁通 Φ_S 达到 $25\sqrt{2}=35$mWb。这比标称磁通值大了 40%，这种情况必须得到解决。这正是应用容差带的目的。

23.36 磁通的控制

通过给磁通值施加上下限，可以得到一个更加一致的磁通，这需要改变开关程序。例如，假设希望将磁通值限制在上下限为 1pu、1.12pu，即在 25mWb 到 28mWb 之间。为了实现这个目的，分别画 2 个半径为 25mWb、28mWb 的圆（见图 23-69）。假设初始磁通 $\Phi_S=25$mWb，指向右。从点 1 开始，保持 Φ_X 不变，给 Y 绕组施加电压 $E_Y=+200$V，同之前讲过的一样，将使得磁通 Φ_Y 以 10mWb/ms 的速度向上增长。一旦合成磁通 Φ_S 等于 28mWb（外圆上的点 2），就将 E_Y 减为 0，引脚 y_1 和 y_2 短路。

接下来，施加电压 $E_X=-200$V，在不影响 Φ_Y 的同时减小 Φ_X。当达到内圆上的点 3 时，$\Phi_S=25$mWb，将 E_X 减为 0。然后施加 $E_Y=+200$V，使磁通上升到点 4 后将 E_Y 降为 0。再次施加 $E_X=-200$V，磁通向左移，当到达点 5 时 $\Phi_S=25$mWb，将 E_X 降为 0。

在两个圆的范围内继续进行上述过程，就可得到经过点 1，2，3，…，6，7，8 以此类推下去的旋转磁通 Φ_S。点 7 与内圆相切，所以在此刻没有必要改变开关状态。与图 23-67

中只有4次换向相比，图23-69中每个周期有20次换向。用这种方式，磁通的幅值被控制在26.5±6%。

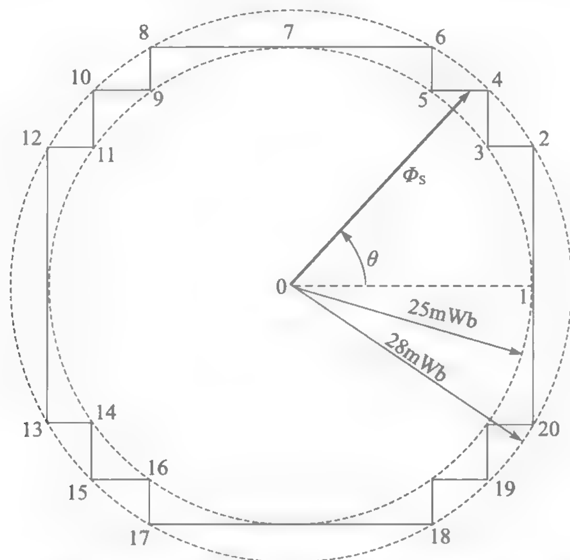


图23-69 砰-砰控制使磁通Φ_S位于25mWb～28mWb的范围内，垂直、水平的曲折短线表示磁通一周的路径。各时刻磁通的幅值及位置由矢量Φ_S确定

知道了内外圆的半径分别是25mWb和28mWb，则沿着磁通路径上任一点磁通Φ_S的幅值和方向都容易计算出来。

图23-70为磁通Φ_X、Φ_Y和电压E_X、E_Y的波形。电压波形看起来像是PWM波形，但是开关周期不是常数，与应用PWM技术时不一样。

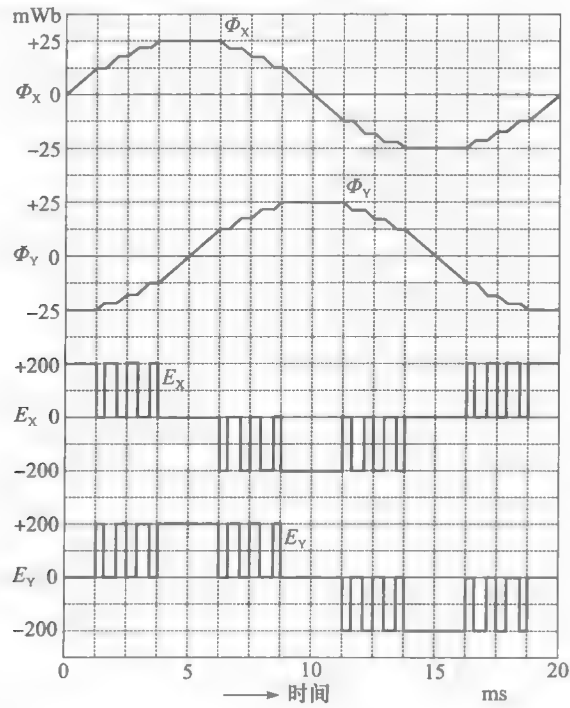


图23-70 与X、Y绕组交链的磁通Φ_X、Φ_Y波形，电压E_X、E_Y的相位与磁通相差90°

通过减小公差带可以减少磁通 Φ_S 上下限值间的差值。例如，选择 Φ_S 在 1pu 到 1.06pu 之间，可以得到 3%的精确度，但是这需要每周期换向 44 次。由于完成一个周期需要 20ms，这相当于每秒 44/20ms=2200 次换向。因此，如果想要得到一个更高控制精度的磁通 Φ_S，就需要更快的开关速度。

23.37 控制旋转速度

换向次数的增加并不影响完成一个周期所需要的时间。只要最小磁通 Φ_S 为 25mWb，完成一个周期所需要的时间为 20ms，旋转的平均速度也就一直是 3000r/min。旋转速度 n_R 可由以下运算式给出：

$$n_R = \frac{kE_d}{\Phi_S} \tag{23.7}$$

式中，n_R 是磁通 Φ_S 的旋转速度（r/min）；E_d 是电源的直流电压（V）；Φ_S 是每极的标称磁通（Wb）；k 是常数，其大小取决于电动机的结构：如每极匝数。

由上述公式可知，对于一个给定的电动机可以通过两种方式改变它的速度：改变直流电压 E_d，或者改变磁通 Φ_S 的值。

为了提高速度，可以将直流电源 E_d 增大到 200V 以上。由于磁通被限制在图 23-69 中两个圆之间，每一步需要的时间变短了。实际上每一步的高和宽相当于一个精确的伏秒数。因此，如果将电压从 200V 增加到 300V，速度将会从 3000r/min 增加到 4500r/min，但现实中供电电压 E_d 往往是固定的。

另一个提高速度的方法是减小磁通 Φ_S，这相当于在保持电压 E_d 为 200V 的同时减小限制圆的直径。例如，将直径减小一半，每一步的高和宽也减小一半，于是完成每个周期的伏秒数也就减半。在图 23-69 的情况下，旋转速度将从 3000r/min 加倍至 6000r/min。

此外还有第三种可以用来控制旋转磁通速度的方法，即在电压 E_X 和 E_Y 同时为零时（两绕组均被短路）引入零点。在这些零点时，磁通 Φ_S 在空间停留，这就增加了完成一个周期所需要的时间。例如，参考图 23-69，如果引入 40 个零点，每个零点持续 2ms，则完成一个周期需要的时间为 20ms＋40×2ms＝100ms。相当于 10r/s 或是 600r/min 的平均速度。

当电压 E_X、E_Y 同时为零时，磁通 Φ_S 在空间暂时静止。然而一旦短路被取消，磁通又继续以 3000r/min 的速度旋转。因此磁通可以不时地前进或停止，它的速度也在 3000r/min和 0 之间波动。

下一节将介绍，当电机转矩 T_M 比转矩 T_A 大时，两相绕组都被短路。这意味着零点是由控制过程本身产生的。

23.38 开关过程的编程逻辑

已知想要保持磁通和转矩在它们各自的上下限之间（磁通在 25～28mWb，转矩在 T_A 和 T_B 之间），该如何对这开关过程进行编程来实现这些目标呢？

假设磁通 Φ_S 瞬时值和位置如磁通矢量 Φ_{S1} 所示，且以 3000r/min 速度逆时针旋转（见图 23-71）。进一步假设转子同样逆时针旋转，以恒速 600r/min。由于 Φ_{S1} 小于 25mWb，绕组 X 和 Y 必须被激活以将磁通拉进所要的区域。有 5 种可能的选择：

1. 给绕组 X 施加＋200V 的电压，将使磁通向右移动。
2. 给绕组 X 施加－200V 的电压，将使磁通向左移动。
3. 给绕组 Y 施加＋200V 的电压，将使磁通向上移动。
4. 给绕组 Y 施加－200V 的电压，将使磁通向下移动。

5. 通过将绕组短路给两绕组施加 0V 电压。

这些针对 Φ_{S1} 的选择中（见图 23-71），显然 2 和 4 要被排除，因为磁通 Φ_{S1} 会远离所要的值。选择 5 也应被排除，因为磁通只会停留在空间不动。于是，只剩下选择 1 和选择 3。为了决定这两种选择哪一种更优，必须要看电机转矩 T_M 的位置。

现在参考图 23-72，如果选择 1，磁通 Φ_{S1} 将增至 Φ_{S1a}，其顺时针移动，和转子旋转方向相反，这会在转子上产生制动效果。[⊖] 所以，这个选择适合于转矩 T_M 比最大允许值 T_A 大的情况。

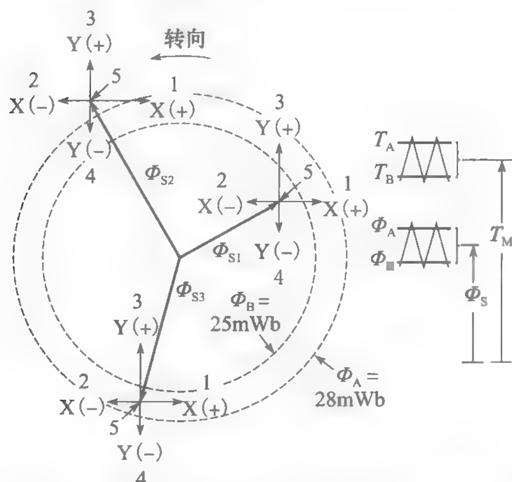


图 23-71 磁通 Φ_S 的每个位置都有 5 个开关模式可选择

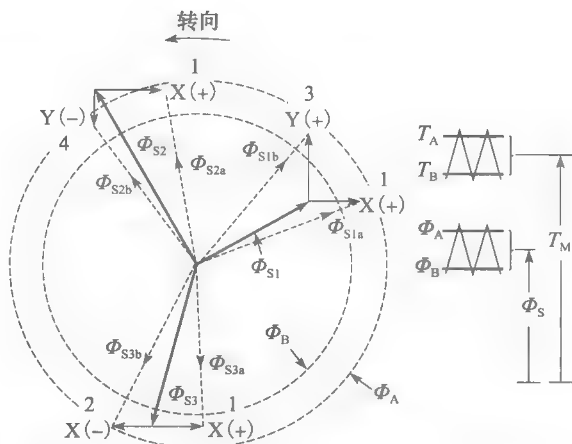


图 23-72 根据磁通 Φ_S 和转矩 T_M 瞬时状态来决定开关模式的选择

然而，如果选择 3，磁通 Φ_{S1} 会升至 Φ_{S1b}，其移动方向和转子相同。由于磁通移动的速度比转子快许多，结果会加速转子移动。如若此时转矩 T_M 比 T_B 小，应采用此种选择。最后，如果转矩 T_M 已经在容差带之中（在 T_A 和 T_B 之间），仍然选择 3，因为它会产生一个和转子同向的转矩。

现在来考虑一下磁通矢量 Φ_{S2} 的情况（见图 23-71），由于它比 25mWb 大，绕组 X 和 Y 必须被激励使磁通降到容差区域内。此时和前面的情况有相同的选择。

在这些选择之中，2 和 3 被排除，因为磁通会更加远离所需要的区域。选择 5 也被排除，因为它会使磁通停留在当前的位置。于是就只剩下选择 1 和 4。

参考图 23-72，如果选择 1，磁通 Φ_{S2} 会掉至磁通 Φ_{S2a}，顺时针移动，和转子旋转方向相反，因此会产生一个制动转矩。所以当此电机转矩 T_M 比上限 T_A 大时此选择有效。

如果选择 4，磁通 Φ_{S2} 会掉至 Φ_{S2b}，和转子以相同的方向同时旋转，在转子上产生一个加速转矩。所以当转矩 T_M 比 T_B 小时采用此选择。

现在剩下最后一种可能：磁通矢量 Φ_{S3} 已经在容差带之内（见图 3-71），同样有 5 种激励绕组的选择。

如果 T_M 比 T_B 小，转矩必须通过选择 1 增大。磁通 Φ_{S3} 移向 Φ_{S3a}，幅值略有减小（见图 23-72）。

但是如果此时转矩 T_M 大于 T_B，选择 2，因为 Φ_{S3} 会移至 Φ_{S3b}。将会有一个很大的制动转矩产生，因为磁通切割转子导条的速度为 3000＋600＝3600r/min。

也可以选择 5（两绕组均被短路）。这种情况下，磁通在空间静止。由于转子继续以

⊖ 该制动转矩产生的现象可参见 13.2、13.3 及 13.7 节。

600r/min 的速度旋转，制动转矩会再次施加在转子上。这比选择 2 有优势的地方在于它减少了每秒的换向次数。

总之，开关程序完全依赖于磁通 Φ_S 和电机转矩 T_M 的瞬时值与其各自设定的上下限的比较。

23.39 瞬时转差及转矩的产生

为了更好地理解转矩 T_M 的本质，假设两相电机与 200V 的电源连接，磁通 Φ_S 保持在 Φ_A 和 Φ_B 之间。除了两绕组均被短路时（磁通会在空间静止不动），磁通以 3000r/min 的速度逆时针旋转。再假设转子以 600r/min 的速度逆时针旋转。

磁通切割转子导条的相对速度为 3000－600＝2400r/min，这个转差是很高的，所以在转子导条中感应产生的电势 E_R 也很高（见图 23-73a），它将会感应产生一个增长很快的感应电流 I_R。增长的速率由 E_R 和定、转子绕组的漏电感决定。转子电流取决于定子产生的磁场，所以转子转矩 T_M 也快速增长（见图 23-73b）。在经过时间 t_1 之后，转矩 T_M 达到 T_A，当超过 T_A 时绕组 X 和 Y 均被短路。

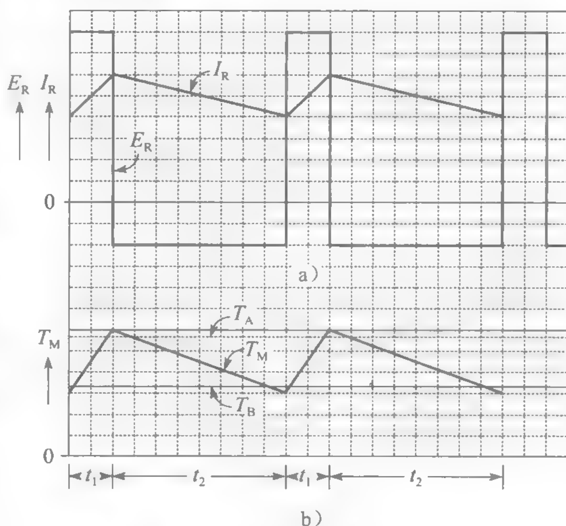


图 23-73 感应电势、电流及转矩波形
a）转子导条中感应的电势与电流
b）电机转矩 T_M 及转矩上下限 T_A 与 T_B

这会使磁通在空间静止，从而停止旋转，但由于惯性，转子会继续以 600r/min 的速度旋转。转差为－600r/min，在转子导条中感应出比 t_1 期间小 4 倍的负电势 E_R。于是转子电流以 1/4 的前速度减小，转矩也以同样的速率减小，如图 23-73b。经过时间 t_2，一旦转矩达到下限 T_B，开关改变状态，磁通继续以 3000r/min 的速度旋转。转差又是 2400r/min，加速转矩快速增长，操作循环如此不断重复。时间间隔 t_1 和 t_2 之和为几毫秒。

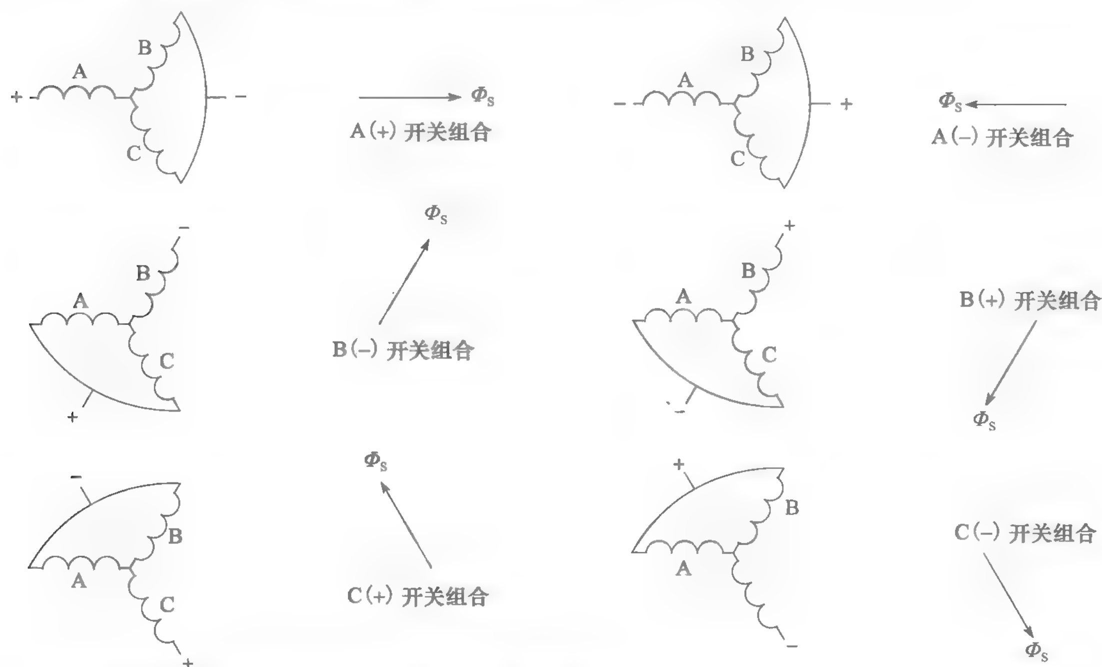
所以，磁通不断地前进或停止使得其平均转速远小于瞬时速度 3000r/min，实际上平均速度只比转子速度 600r/min 稍大。

23.40 三相电动机的控制

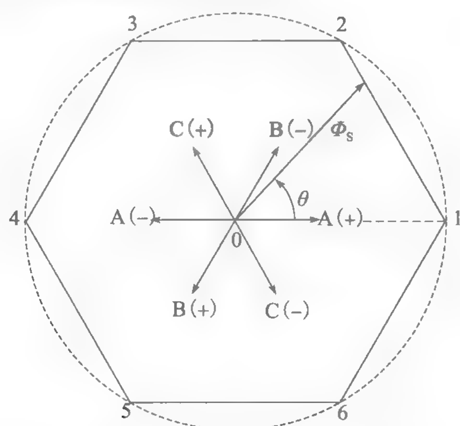
前面已经讲述过两极两相电动机的开关过程，下面讨论三相电动机的情况。两极三相电动机的绕组星形连接，在空间互相分开 120°。因此，如果采用图 23-62 中所示的六脉冲逆变器，对三相绕组的供电将会有 7 种开关连接方式。这些连接方式将直流电源的（＋）（－）端同绕组 A、B、C 相连（见图 23-74a）。第 7 种连接方式是将三绕组都短路。所以，对于 A（＋）连接，绕组 A 连接到（＋）端，绕组 B 和 C 连接到（－）端，于是磁通 Φ_S 指向右。相反，对于 A（－）连接，绕组 A 连接到（－）端，绕组 B 和 C 连接到（＋）端，于是磁通 Φ_S 指向左。同理，对于 B（－）连接，绕组 B 连接到（－）端，绕组 A 和 C 连接到（＋）端，于是磁通 Φ_S 方向为逆时针 60°。

假设三相绕组产生的定子磁通不能超过由点连接成的圆（见图 23-74b）。对于各种组合 A（＋）、A（－）、B（＋）、B（－）、C（＋）、C（－），磁通指向为图中心所示的 6 个矢量位置之一。为了完成一个周期，至少要有 6 次换向。

例如，假设矢量 0—1 代表初始磁通。利用组合 C（+），磁通将沿着路径 1—2 移动。到达点 2 后，采用组合 A（—），使得磁通向点 3 移动。到达点 3 后，采用组合 B（+），磁通移向点 4，如此下去。于是，三相电动机里的空间磁通沿着六边形移动而不像两相电动机沿着方形移动。最大磁通与最小磁通的比率决定于六边形的几何性质，即 $2/\sqrt{3}=1.155$。如果一周有 6 个开关状态，则公差带宽度为 0.155p.u。



a）三相电动机各绕组的开关组合及定子磁通 Φ_S 的对应位置



b）三相逆变器中磁通 Φ_S 的六边形路径。瞬时磁通的幅值及位置由矢量 Φ_S 来表示。由中心引出的 6 个箭头表示磁通可以运动的 6 个方向

图 23-74 三相电动机的控制

与两相电动机的情况相同，通过设定容差带的上下限，每周期的换向次数会增加。例如，减小带宽到 0.1pu，偏差减小到平均磁通的 ±5%，但每周期的换向次数增加到 18（见图 23-75）。假设完成一个完整周期所需要的时间是 15ms，那相当于开关频率为 18/0.015＝1200Hz。由于开关时间间隔不固定，随之产生的噪声不明显。

图 23-75 所示的路径充满了短暂的停止即零间隔点，这些点上三相绕组都被短路。每

个点代表一段几分之一到几毫秒的停止。所以，60°和 180°之间的许多零点表明这期间磁通的平均速度相当低。相比之下，180°和 300°之间磁通的转速更快，而不存在零点的 300°和 420°之间平均速度最大。如同两相电动机，停止的次数取决于控制电机转矩的信号。每个停止相当于转矩 T_M 超过 T_A 的时刻。很明显当电动机低速运行时零点的数量会增加。

为了理解三相电动机的换向过程，考虑如下情况：转子和磁通均逆时针旋转（见图 23-76）。如前所述，绕组与一个提供 7 种不同的开关位置的逆变器连接（见图 23-62）。其中 6 种连接方式是 6 种绕组激励方式，剩下的一种连接是将三相绕组都短路。

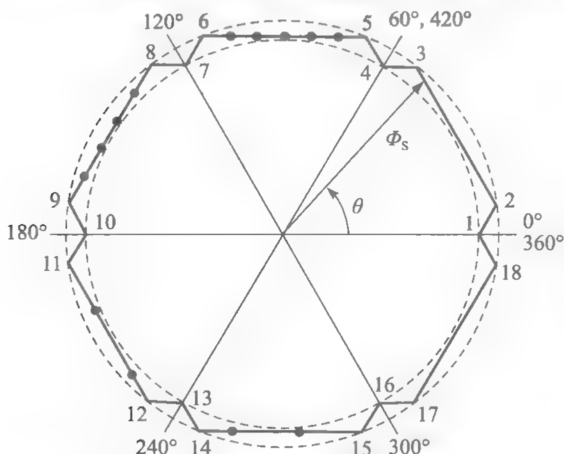


图 23-75　当磁通幅值被限制在 1.0pu～1.1pu 时，三相逆变器中磁通 Φ_S 的路径。图中圆点表示“零”状态，此时，3 绕组均短路，磁通 Φ_S 在空间静止

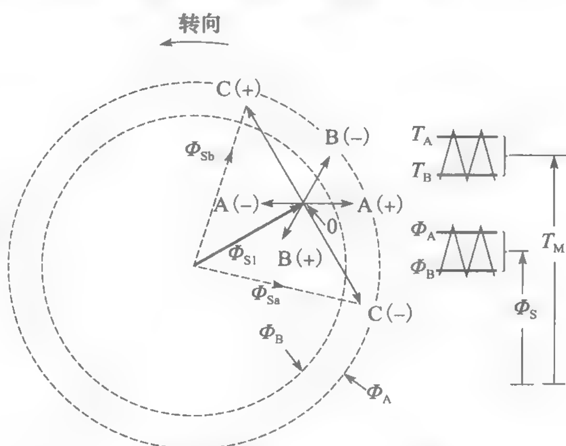


图 23-76　当磁通 Φ_{S1} 小于 Φ_B 时，可通过 A(+)、B(−)、C(+)、C(−) 等模式来增加磁通

假设磁通 Φ_{S1} 的当前值比最小磁通 Φ_B 小，为了纠正这种情况，可以用 7 种方式将绕组与直流电源连接。A(+) 产生一个指向右的磁通，C (+) 产生一个距水平方向 120°的磁通。选择“零”产生一个在空间静止的磁通，因为此时绕组都被短路。

回忆之前两相电动机中的情况，组合 A(−)、B(+) 和零都被排除，A(+)、B(−)、C(+)和 C(−) 貌似可行。具体的选择取决于转矩 T_M 的瞬时值。如果 $T_M<T_B$，可选择 C(+)，因为它使磁通沿电动机转子的方向快速移动，产生一个很强的加速转矩。然而，如果 $T_M>T_A$，则选择 A(+)。如果 T_M 在 T_A 和 T_B 之间，则选择 B(−) 而不是 A(+)，因为 B(−) 在增加磁通的同时也会产生一个与转子同向的转矩。

23.41　直接转矩控制系统原理图

和所有复杂的控制系统一样，变速控制器（见图 23-77）依赖于一个虚拟的电动机模型。当变速系统安装好时，虚拟电机的属性就被定义了。通过控制器进行一系列的初步测试，在几分钟内实际电动机的参数连同系统的惯性就可确定。所以虚拟电机就是实际电动机的计算模型。

通过捕捉定子电压、电流，直流电压 E_d 和开关状态（见图 23-62），控制器会自动地计算实际电动机的转矩、速度和磁通 Φ_S。

图 23-77 是一个 DTC 系统简图。二极管整流器由三相电源供电，其直流输出电压 E_d 与逆变器连接。通过跟踪各个模块的输入、输出信号，即可以了解此系统的大致操作流程。最优开关状态模块向逆变器发送逻辑信号，指出在每个时刻哪些开关应该打开、哪些开关应该闭合。

需要注意转矩或是速度能够在任意时刻被控制，但不能同时控制。原因是转矩-速度关系取决于负载的特点。

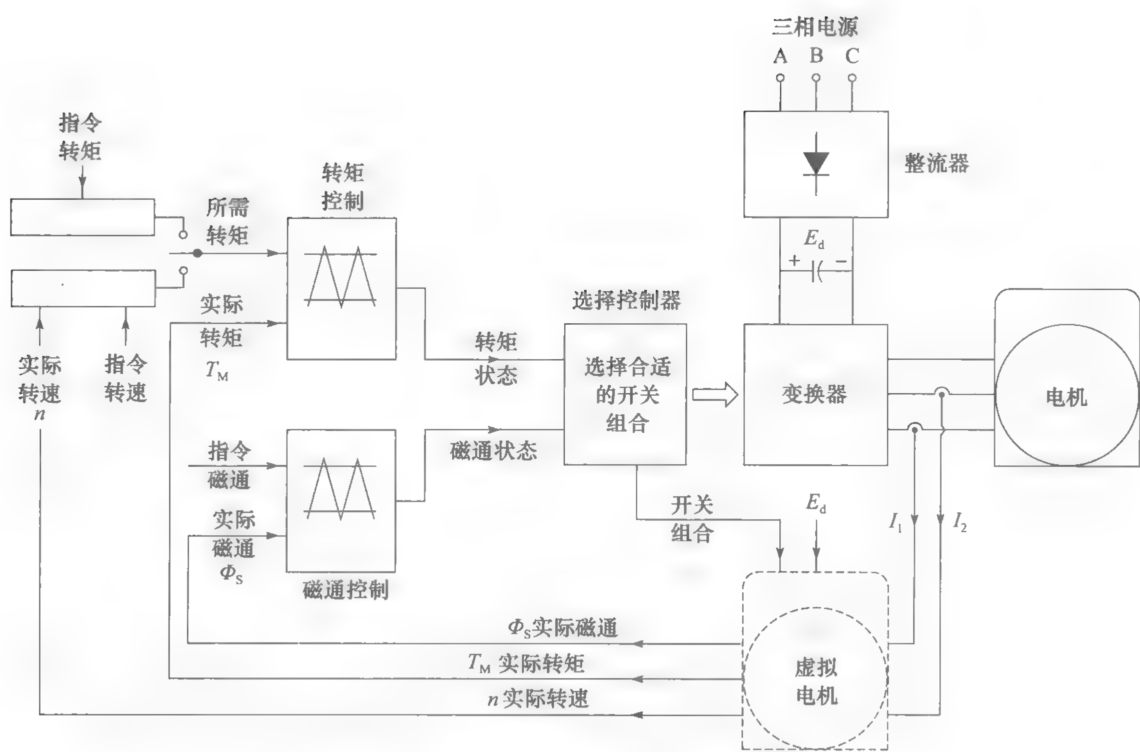
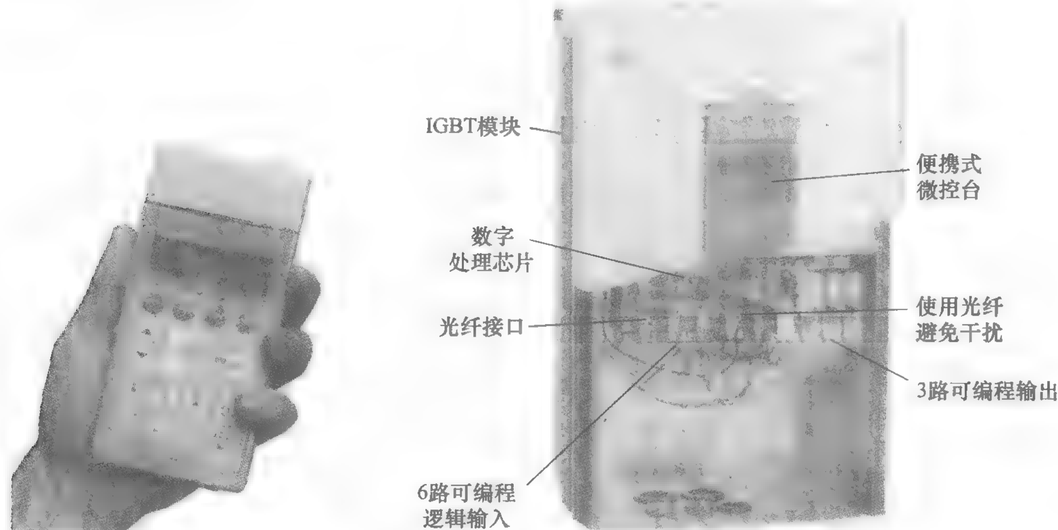


图 23-77 直接转矩控制（DTC）原理框图

直接转矩控制应用广泛，它使得速度和转矩在很宽的范围得以控制，转矩的响应也特别快。所以，即便是机械负载出现突然或是意料之外的冲击，系统还是能保持恒速。

图 23-78a 和图 23-78b 所示为一个 DTC 系统组成部分，图 23-79 展示了一个 DTC 系统的典型工业应用。



a）DTC 系统的手持控制器

b）使用 DTC 技术的调速控制器。功率：60hp；电压：600V；输入频率：48～63Hz；高：715mm；宽：306mm；厚：432mm；重量：50kg

图 23-78 DTC 控制器
（图片由 ABB 提供）



图 23-79 DTC 的典型应用
无需编码器，卷纸机的转矩可由普通异步电动机实现精确控制
（图片由 ABB 提供）

23.42 小结

本章讲述了几种交流驱动器。构成驱动的控制部分的逆变器可以被划分为两类：线路换流型和自换流型。线路换流型逆变器适用于晶闸管，当线电压改变时电流自然降为零。利用线路换流的逆变器用于大容量的交流电机驱动。

自换流逆变器的广泛应用，主要有以下两个原因：大功率开关器件如 GTO 和 IGBT 的出现和电脑或微处理器处理实时信号的高速性能。此外，PWM 开关逆变器产生各种频率和相位的复杂波形的能力促使感应电动机驱动器的出现，其性能和直流驱动器相似。

另外一个重要的原因是：与输电馈线连接的开关型逆变器，可在单位功率因数时输出正弦电压，可以将交流电能转变成直流电能，也可以将直流电能转变成交流电能。通过在逆变器中使用 PWM 方式，及利用低成本滤波器滤掉高次谐波，可得到正弦波的基波分量。能以高功率因数和低谐波自电网传输或回馈能量，使异步电动机调速系统具有良好的应用前景。

事实上，PWM 开关逆变器在允许有功功率自由地从交流侧流向直流侧或者反过来的同时，本身也具有产生或吸收无功功率的能力，适合应用在所有需要对能量进行控制的领域。所以，PWM 开关逆变器，与变压器和旋转设备一样，在大容量电气设备中占有重要的地位。

习题

初级

23-1 写出三种用于笼型感应电动机驱动器名称。

23-2 为什么在图 23-15 中每相绕组需要两个变流器？

23-3 一台 3 相、16 极笼型感应电动机，额定电压为 460V，额定频率为 60Hz。要使电机空载运行，转速约为 225r/min 且保持气隙磁场不变。计算加到定子上的电压和频率。

23-4 如图 23-18 所示风机电动机为 4 极、额定负载为 2 马力，额定电压 240V，3 相，60Hz。它的转矩-速度特性如图 23-19 所示。
计算：
a. 满载额定转速（r/min）；
b. 满载额定转矩（N·m）。

23-5 一台 3 相 6 极感应电动机由一个接到 60Hz 电网的交-交变频器驱动。在这种条件下它能达到的最大转速约为多少？

23-6 线路换流逆变器和自换流逆变器之间最基本的区别是什么？

23-7 一个线路换流逆变器可以用于驱动三相同步电动机但是不能用于三相感应电动机。解释为什么。

23-8 将图 23-33 所示的桥式整流电路的结构与图 23-15 所示的交-交变频器的一相电路作比较，电路结构有何不同？

23-9 大型笼型感应电动机需要运行在较低且恒定的速度上。如果运用电子控制，哪种控制最适合？

中级

23-10 图 23-15 中的感应电动机有 6 极，空载转速为 160r/min。线圈上的有效电压为 42V。

计算：

a. 交-交变频器的供电频率（Hz）；

b. 60Hz 电源的最小可能有效线电压。

23-11 当题 23-10 中的感应电机运行在满载（频率不变），功率因数为 80%。

计算：

a. 哪段时间变流器 1 作为整流器运行？

b. 哪段时间变流器 1 作为逆变器运行？

23-12 电动机和风机如图 23-18 所示，它的特性如图 23-19 所示。同步转速是 1200r/min，额定转矩是 8N·m，额定电压是 240V。

计算：

a. 当电压是 240V 时的转矩、转速和功率。

b. 当电压是 120V 时的转矩、转速和功率。

23-13 在图 23-24a 中，直流母线电压和电流分别为 250V 和 60A。三相线电压为 240V，60Hz。电动机效率为 82%。

计算：

a. 电动机的近似机械功率（hp）；

b. 变流器 1 的触发角；

c. 变流器 1 吸收的无功功率。

23-14 为什么电流型变流器比电压型变流器更容易实现反馈制动？

23-15 在图 23-32 中，计算下列问题：

a. 每个二极管的平均电流；

b. 每个二极管的峰值电流；

c. 每个二极管的最大反向电压；

d. 转子电流 I_R 的频率。

23-16 在图 23-33 中 E_2 的值保持固定不变；但在图 23-26 中，它随变流器 2 产生的频率呈线性变化。为什么？

23-17 图 23-18 中的风机电动机的额定值为：1/4hp，1620r/min，3 相，460V。电动机和风机各自的转矩速度特性如图 23-19 所示。计算转子损耗 I^2R（当电动机连接到风机上）。

a. 电动机运行在额定电压下；

b. 定子电压下降到 230V；

c. 在（a）或（b）的情况下转子会发热吗？

23-18 在题 23-17 中，若要风机运行在 810r/min，计算定子电压。

23-19 一台 30hp、208V、3 相、3500r/min、60Hz 绕线式感应电动机，其转子开路线电压为 250V。希望堵转转矩限制在40N·m以下以确保小的起动电流。一个由 6 个二极管构成的三相桥式整流器连接到 3 个集电环上。一个单相手动变阻器连接到这个整流器的直流输出端。计算：

a. 电机的同步转速；

b. 堵转时，转子上的功率损耗；

c. 直流输出电压近似值；

d. 变阻器的近似电阻值和其能承受的功率。

23-20 在题 23-19 中，一个直流斩波器连接在整流器直流输出端和一个 0.2Ω 的电阻器之间。如果斩波器运行在 500Hz 固定频率下，计算在堵转状态下开关导通的持续时间 T_a。

高级

23-21 a. 如图 23-15 的笼型感应电动机的额定值为：50 马力、460V 每相、60Hz、1100r/min。三相线电压为 208V、60Hz。如果想要电机满载以转速 200r/min 运行，计算接到定子线圈的近似电压和频率。

b. 如果电流 I_a 有效值为 60A，计算每个晶闸管的峰值电流。

23-22 图 23-24a 中的自换向逆变器向电机提供 26A 的电流有效值。直流母线电流的有效值是多少？

23-23 一台 50hp、1750r/min、3 相、200V、60Hz、笼型感应电动机由如图 23-24a 所示的电流型自换流逆变器驱动。电动机以额定转矩、400r/min 运行时，计算定子电压和频率。假定电动机中磁通是恒定的。

工程应用

23-24 一台 50hp 的直流电动机用于驱动一台转速为 1800r/min～30 000r/min 的离心机。由于在这些转速下电动机的换向会出现问题，故采用由两个带直流连接变流器（见图 23-8）驱动的无换向器直流电动机。选择一台额定值为 50hp、30 000r/min、460V、60A、功率因数为 90%的两极电动机，电动机额定运行时，变流器 2 的滞后角为 155°。如果线电压为 575V，60Hz，计算下列问题：

a. 变流器 2 的触发频率；

b. 直流母线电压；

c. 变流器 1 的滞后角；

d. 如果电机输入功率为 41.5KW 时，直流母线电流；

e. E_1 的基波频率；

f. E_2 的基波频率；

g. 60Hz 连接下的功率因数；

h. I_s的有效值；

i. 画出变流器的有功和无功流向示意图。

23-25 图23-23b所示的起动器用于5马力、460V、3相、1760r/min驱动传送带的电动机。电动机的起动转矩为2pu。起动电压设定在0.8pu，初始电压设定在0.4pu。

a. 计算起动转矩和初始转矩的数值；

b. 知道满载电流为6.2A，计算起动器消耗的热功率。

23-26 a. 在图23-37中计算每极转子铜条受到的切向力；

b. 如果转子导条电流与转子导条电压同相，每极转子导条受到的切向力是多少？峰值电流假定保持在240A，转子导条长度为10cm。

23-27 图23-37所示电动机为8极，并连接到一个60Hz电源。转子直径140mm，转子频率为40Hz。计算：

a. 转子转速（r/min）；

b. 转子转矩（N·m）。

23-28 在图23-44a所示的等效电路中，为了使电动机运行在额定转矩10.1N·m下，计算定子线电压。

23-29 图23-59所示14MW推进电动机运行在单位功率因数时的满载效率为97.3%。

a. 直流损耗约计为84kW，计算满载时定子电流值。

b. 计算每个线圈上的定子电流值。

c. 计算晶闸管峰值电流。

23-30 在图23-59中，计算下列问题：

a. 交-交变频器的频率范围

b. 每台10 260MV·A柴油发电机提供的有功和无功功率

c. 柴油发电机提供的功率因数（75%）比大多数交流发电机的功率因数（90%）低得多，解析其原因。

d. 当这艘超级油轮运行在其额定营运速度下，走完500英里所需要的时间。

23-31 在图23-56中给出$E_{12}=420\angle 37°$；$I=330\angle 42°$；$x=0.2\Omega$。计算下列问题：

a. E_{34}的大小和相位；

b. 变流器传递或接受的有功和无功功率。

23-32 图23-56所示的电动车驱动系统，四象限单相变流器在5和6端间产生805V的直流电压。3和4端之间的交流电压的大小和相角可以通过连续改变占空比来调整。载波频率f_c是800Hz，基波频率为60Hz。60Hz时电抗x为0.8Ω，变压器二次电压$E_{12}=400\angle 62°$。调整E_{34}的大小和方向，使变流器向直流侧提供161kW功率，同时确保电流I与E_{12}同相。忽略变流器损耗，计算以下问题：

a. I_d的大小；

b. I的大小和相位；

c. E_{34}的大小和相位；

d. 调制比。

23-33 图23-56所示的单相，60Hz变流器，载波频率为300Hz。直流母线电压为680V，60Hz时，基波电压E_{34}有效值为340V。计算当交流电压为以下值时的占空比D和开关时间：

a. +500V；

b. −30V。

23-34 2极、5hp、480V、3相、60Hz电动机的等效电路如图23-42a所示。当电动机运行在600r/min，且由12Hz、92V电压供电时，画出每相的等效电路图。计算下列参数：

a. 功率电阻值；

b. 定子电流；

c. 定子电流中的激磁分量；

d. 定子电流中的转矩分量；

e. 总转矩。

23-35 图23-44a中，假定驱动更大的负载，电动机运行转速为90r/min，计算线电流、激磁电流和转矩。



第四部分

电力系统

第24章

发　　电

24.0 引言

前面介绍了电机、变压器和其他一些主要的电力元件，下面看看它们在大型电力系统中的应用。电力系统包括发电、输电、配电各环节，开始于电厂，结束于最偏远的乡间夏日度假别墅。因此，本章和下面三章内容分别为：发电、输电、配电和电能成本。

24.1 电力系统的需求

在不同季节和时段，大型电力系统中用户消耗的总电能在一定范围内波动。图 24-1 显示了一个夏季典型日和一个冬季典型日（电力）负荷的变化。这两个季节的日负荷模式非常相似。冬季最大负荷是 15GW（=15 000MW），高于夏季最大负荷 10GW，但是两个峰值都在 17:00（下午 5 点）左右出现，因为这个时段的民用负荷增加，而工业和商业中心仍然在满负荷运行中。

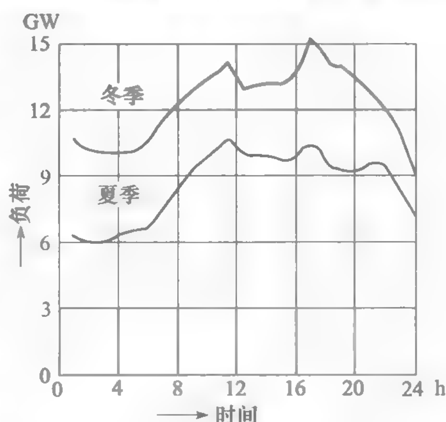


图 24-1　一个大型电力系统的夏季和冬季负荷曲线

图 24-2 所示的负荷曲线显示了上述系统的季节变化，值得注意的是冬季最大负荷（15GW）比夏季最小负荷（6GW）的两倍还多。

由图 24-2 可知，整年负荷都大于等于 6GW，这是系统的基荷，而峰荷则为 15GW。基荷出现的时间是 100%，而峰荷出现的时间只占总时间的 1%。在这两个极端情况之间，是腰荷，出现的时间小于 100%。

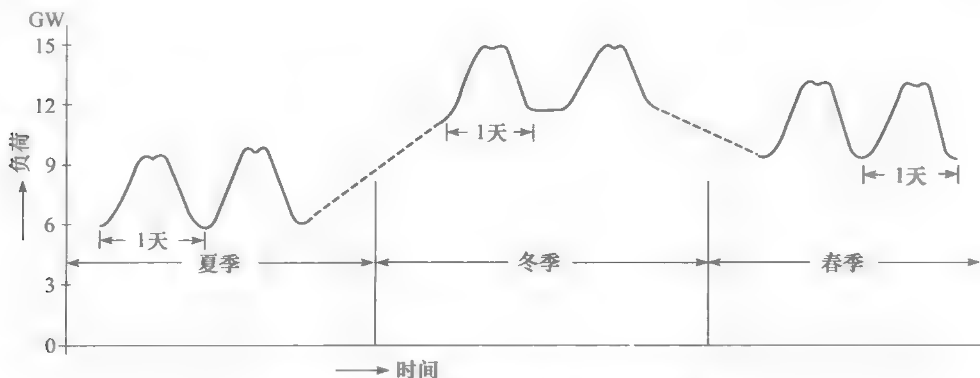


图 24-2　一个大型电力系统的年负荷曲线

如果以年为基准，将负荷的持续时间绘成曲线，就得到年持续负荷曲线，如图 24-3 所示。从该曲线可见，9GW 的负荷持续时间为 70%，而 12GW 的负荷持续时间为 15%。图中曲线分为基荷、腰荷和峰荷三个部分。峰荷部分通常指持续时间小于 15%的部分，因此，系统可分为 6GW 的基荷、6GW 的腰荷，以及 3GW 的峰荷。

与这三种负荷相对应，将电厂分为三类：

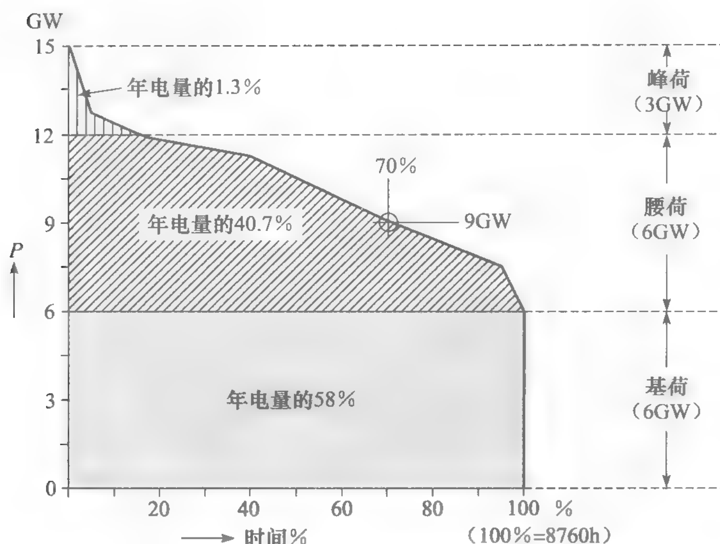


图 24-3 一个大型电力系统的年持续负荷曲线

a. **基荷电厂** 所有时间都满功率发电，典型工厂如核电厂和火电厂。

b. **腰荷电厂** 对负荷变化反应相对快速，通常通过增加或者减少一台或几台机组实现，如水电厂。

c. **峰荷电厂** 一天中仅在很短的时间段内发电：这类电厂能快速地投入运行。通常，以柴油发电机、燃气轮机、压缩空气电机或者抽水蓄能机组等作为原动机，能在几分钟内实现启动。需要指出的是，燃煤或者燃气机组所需的启动时间为 4～8 小时，核电机组则需要几天时间，显然，这类机组不能用于向短时峰荷供电。

回到图 24-3，点部分和断面线部分的面积分别对应基荷、腰荷和峰荷的电量(kW. h)。从中可见，基荷电厂发电量占年总电量的 58%，而峰荷电量仅占 1.3%。峰荷电厂平均每天仅运行 1 个小时，这类峰荷机组由于大多数时间闲置，因此峰荷的成本很高。

24.2 电厂的选址

在进行电力系统规划时，为了得到可行并且经济的方案，必须认真考虑电厂、输电线路和变电所的选址。我们有时将电厂建在一次能源附近（如煤矿），并通过输电线路将电能传输到需要的地方。如果这样的方案不可行或不经济，则需要将一次能源（煤、气、油）通过船、火车、或者管道运输到发电厂（见图 24-4）。因此，发电厂与终端用户的距离可能近也可能很远。由图 24-4 还可以看出，有些障碍物会阻碍修建最短的输电线路。由于存在物理的或者法律的障碍，发电厂和终端用户间的输电线路通常呈现锯齿形。

24.3 发电厂类型

发电厂的主要类型有：火电厂、水电厂和核电厂。

美国的电力主要来自火电厂。不过，大型的水电厂和核电厂发电量也占了总需求的20%左右。

有些大型水电厂位于加拿大的魁北克和不列颠哥伦比亚省。

尽管可以利用风能、汐能和太阳能发电，但是这些能源的发电量所占比例很小。

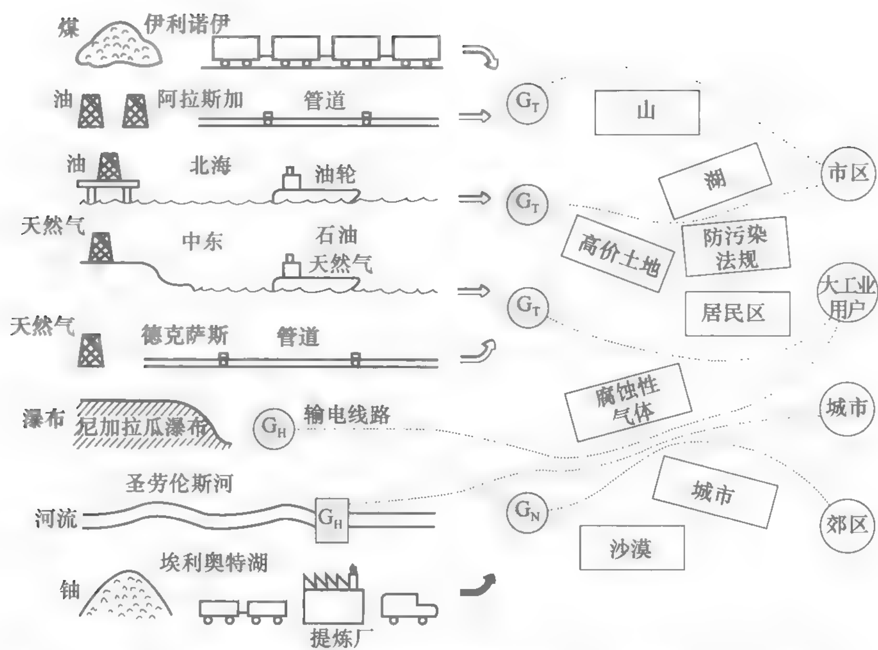


图 24-4 各种一次能源的提取、搬运和传输各不相同。连接发电厂 G 和用户的输电线路（虚线表示）必须绕经各种障碍。G_T：火电厂；G_H：水电厂；G_N：核电厂

24.4 有功功率平衡控制

由于电能不能大量存储，成千上万用户所消耗的电能与交流发电机发出的电能必须实时平衡。如何使发电和负荷实时平衡呢？为了回答这个问题，设想由一个水电厂来供应一个地方负荷 R_1（见图 24-5）。坝后的水流经水轮机，推动水轮机和发电机转动。

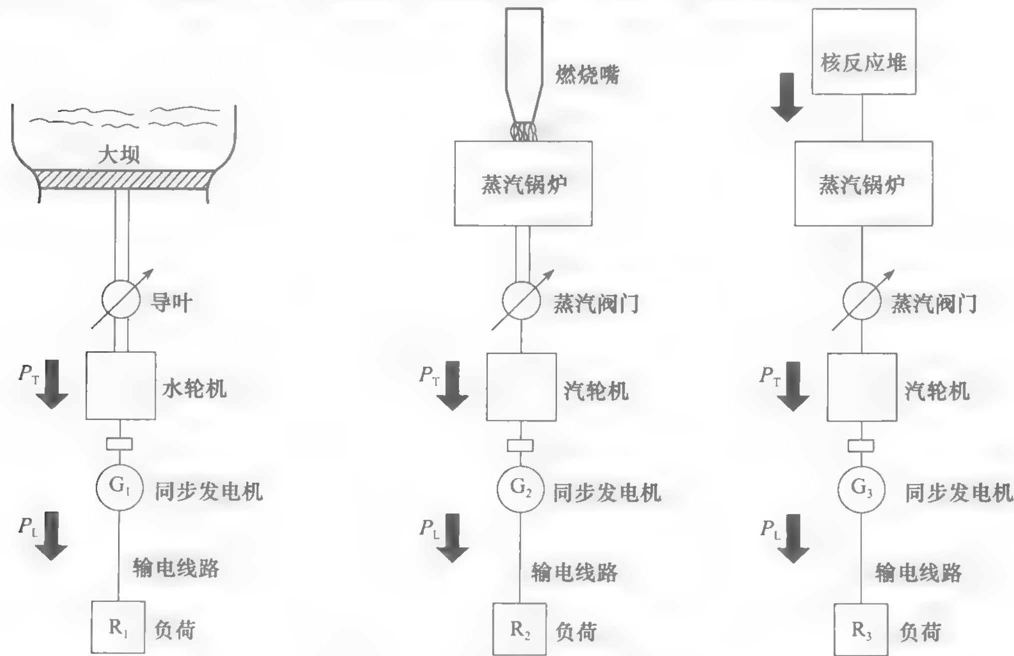


图 24-5 三个独立区域的供电

水轮机的机械功率 P_T 由控制水流的导叶开度决定。开度越大，进入水轮机的水越多，传递到发电机的功率也越多。

另一方面，负荷消耗的电能 P_L 完全来自于发电机。如果传递到转子上的机械功率 P_T 等于负荷消耗的功率 P_L，发电机就达到动态平衡，速度保持不变，该系统稳定。

但我们又知道，电力系统的负荷在不断波动中，P_L 有时大于 P_T，有时小于 P_T。如果 P_L 大于 P_T，机组（水轮机和发电机）转速减慢。反之，机组转速加快。

因此，可以采用发电机转速的变化来反映 P_L 与 P_T 平衡，该指标还反映了系统的稳定性。如果速度降，则导叶开度增加；如果速度升，则导叶开度减小，从而维持 P_L 与 P_T 的平衡。尽管可以通过观察发电机转速来手动调节阀门，但一般采用自动调速器。

调速器是一种很灵敏的装置，可以检测到0.02%的速度变化。因此，如果发电机转速从1800转/分增加到1800.36转/分，调速器就会作用于导叶装置。如果负荷突增，速度将立刻下降，而调度器将会快速动作，使转速恢复到额定值。负荷突降的情况与此类似。

显然，任何转速的变化都会使系统频率产生相应的变动。因此，可以采用频率来衡量系统的稳定性。只要频率不变，则系统稳定。

火电厂和核电厂的调速器运行方式与水电厂调速器的运行方式相同，但是它们调节的是气阀，增加或减少进入汽轮机的蒸汽量（见图24-5），蒸汽量随着煤耗的变化而变化。因此对于锅炉而言，如果锅炉阀门减小，则煤耗减少，否则锅炉气压很快会超过安全限制。

24.5 互联电网的优点

图24-5中的三个发电厂分别与三个负荷 R_1、R_2、R_3 相连。因为三个系统没有互联，每个系统都有自己的频率，一个系统的扰动不会影响到其他系统。但是，将系统互联运行的优点更多：(1) 提高整体稳定性，(2) 提高服务的持续性，(3) 更经济。图24-6中有4条联络线，连接了发电厂和各负荷区域。高速断路器 $d_1 \sim d_{10}$ 能在故障时自动中断供电，并重新分配潮流[⊖]。下面对互联电网的优势进行讨论。

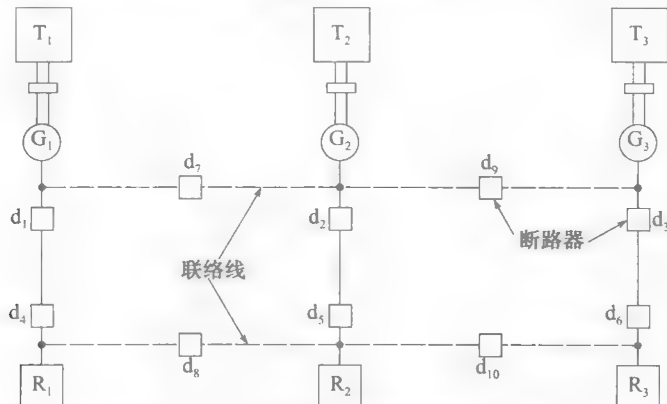


图24-6 采用4条联络线连接3个电网

1. 稳定性

互联系统比单个系统的备用多。实际上，大型系统经受大扰动的能力更强，即更稳定。例如，区域 R_1 的负荷突然增加，G_2 和 G_3 可以通过联络线提供电能，即该负荷由三个而不是一个发电厂共同承担。

⊖ IEEE 100 1992标准定义故障为引起设备、元件无法执行规定要求的一种物理情况，例如短路、断路，或者间歇性连接。

2. 供电的连续性

如果一个发电厂故障，或者由于年检、检修停机，由该电厂供电的负荷可以暂时由另外两个发电厂供电。除去转运费外，通过联络线的电能被自动测量并结算到供电的相应发电厂。转运费是指当使用其他供电公司的输电线路向第三方供电时，向这个供电公司支付的费用。

3. 经济性

当几个区域进行互联时，所有电厂按总运行成本最小的原则向负荷供电。例如，当夜间负荷低时，可以将一台机组停机，运行另外两台机组，而不是三台机组都减出力运行。这样大大减少了一台机组的运行成本，同时因为另外两台机组的出力在额定功率附近，提高了这两台机组的效率。

因此，供电公司乐于按电网将资源分组。调度（控制）中心按最小成本的原则对供电公司的负荷和发电厂的出力进行调度（见图 24-7）。由于电力系统的复杂性，控制需要利用计算机辅助决策。调度中心还需要预测日负荷和季度负荷的变化，以进行机组启停的决策，从而维持庞大而复杂的电网的稳定。



图 24-7

图 24-7 调度中心的技术员在监控他们各自发电机组运行状态的同时，与其他发电站或者中心调度室进行通信

例如，新英格兰电能交易中心（NEPEX）负责调度向康涅狄格、罗得岛、缅因州和新罕布什尔州供电的 13 个电力公司的能源。同时它还监测这个巨大的电网与纽约州和加拿大之间的潮流。

尽管互联电网必须运行在相同的频率下，负荷仍然能按照特定的程序在各个机组间进行分配。因此，如果一台机组需要增加出力，通过微调调速器即可实现。当然一个机组增加了出力，互联电网中其他机组的总出力则需要相应减少。

24.6 停电情况

系统发生大扰动（故障）会导致一系列的紧急情况，必须立即采取紧急措施避免故障扩散到其他区域。突然失去大负荷或者永久性短路都是大故障。

突然失去大负荷后，所有汽轮机转速都会增加，全网频率升高；反之，如果机组停机，则其他机组将承担所有负荷，使得转速下降，频率开始下降——下降速度有时达到 5Hz/秒。在这种情况下，必须立即采取措施，如果传统的方法不能使频率恢复，则需要切负荷。切负荷是指在频率下降时，通过频率继电器动作使指定的断路器断开。例如，系统频率为 60Hz，则当频率下降到 59.3Hz 时，设置继电器切除 15%的负荷，当降至 58.9Hz 时，再切除 15%负荷，降至 58Hz，再次切除 30%负荷。切负荷必须在一秒钟内完成，以保证一级负荷的正常供电。从用户的角度看，如果这些负荷中断供电，会引起严重的问题，如：电梯停在楼层中间；冶炼炉冷却；造纸机的纸会被撕裂；交通灯不工作等。显然，这些不可中断负荷涉及公众的利益。

多年经验显示，大多数短路时间都很短，故障的原因可能是闪电、绝缘子被污染、树倒塌或者断路器开合引起的过电压。这些扰动通常会导致两相短路或者单相对地短路，

般不会出现三相短路。

一般短路时间非常短，通常可以通过断开短路线路，并快速重合来避免出现大故障。当然，由于这个过程只有几个周期，断路器的快速切换是自动完成的。

24.7 频率和电子钟

系统频率随着负荷变动而波动，但是调速器总能将系统频率恢复到60Hz。由于这些波动，系统每天会多或者少几个周波。如果累积到了180个周波，则需要让机组加速一段时间或减速一段时间来纠正误差。频率根据调度中心的指令进行修正。一个60Hz的电网，对应24小时有5 184 000个周波。连接在电网上的电子钟误差在3秒以内，因为秒针的位置直接与周波数有关。

水电厂

水电厂是通过水轮机和同步发电机将水流的动能转换为电能。

24.8 可用的水能

水的能量与其落差和流量成正比，这两个因素决定水电厂的大小和选址。可用的水能可以通过下式计算得到

$$P = 9.8qh \tag{24.1}$$

这里，P 是可用水能（kW）；q 是水流量（m^3/s）；h 是水头（m）；9.8 是单位系数。

由于水渠、水轮机蜗壳、水轮机自身都有摩擦损耗，使得水轮机输出的机械能小于式24.1得到的计算值。不过，大型水轮机效率大概在90%～94%。发电机效率还要高一点，在97%～99%，跟发电机大小有关。

例24-1 某大型水电厂水头为324m，平均流速1370m^3/s，坝后水库蓄水面积为6400km^2。计算：

a. 可用水能；

b. 如果水位允许降落1m，请问可维持多少天？（假设不考虑降雨或者蒸发，忽略溪河注入的水）。

解 a. 可用水能为

$$P = 9.8qh = 9.8 \times 1370 \times 324 = 4\,350\,000\text{kW} = 4350\text{MW}$$

b. 水位降低1m对应 $6400 \times 10^6\ m^3$ 的水。因为流速为1370m^3/s，这些水流经水轮机的时间为

$$t = 6400 \times 10^6/1370 = 4.67 \times 10^6\text{s} = 1298\text{h} = 54\ 天$$

有趣的是，1370m^3/s 的流速大概是纽约城区加郊区用水的10倍。◀

24.9 水电厂类型

水电厂根据水头可以分为三类：

1. 高水头水电站
2. 中水头水电站
3. 低水头水电站

高水头水电站的水头超过300m，采用高速佩尔顿水轮机。在阿尔卑斯和其他一些山区建有这种发电厂。通常蓄水量较少。

中水头水电站的水头在30～300m之间，采用中速混流式水轮机。电厂有堤坝拦成的巨大库容。在山岭地区，堤坝通常跨越整个河床，坝后蓄水量很大（见图24-8）。

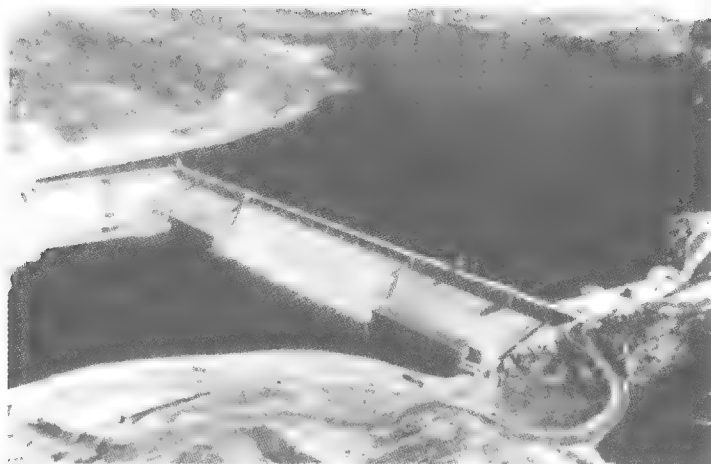


图 24-8 华盛顿州哥伦比亚河上的大古力坝，108m 高，1270m 宽，是世界上大型水电站之一，有 125MW 的 18 台机组，600MW 机组 12 台，总装机容量 9450MW。大坝中间可见溢流通道

（图片由通用电气提供）

低水头水电站水头在 30m 以下，采用低速转桨式或混流式水轮机。电站经常直接利用河流动能。这类水轮机流量大、水压低，没有蓄水池（见图 24-9）。

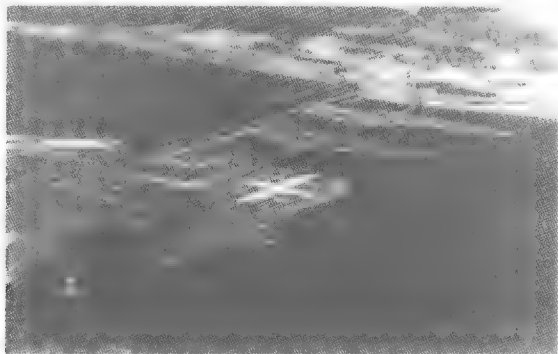


图 24-9 圣劳伦斯河上的博哈诺伊（Beauharnois）水电站，有 26 台 50MV·A，13.2kV，75r/min，60Hz，功率因数 0.8 的三相发电机，10 台 65MV·A，95.7r/min 的机组。根据季节性流量，出力在 1000～1575MW 之间

（图片由魁北克水电公司提供）

24.10 水电站的构成

水电站的坝体、进水口和引水渠形成水库和水轮机的通道。下面介绍水电站的一些组成部分，以了解水电站的基本功能（见图 24-10）。

1. 坝体

坝体用土或者混凝土修建，跨越整个河床，从而形成蓄水的水库。水库可以弥补干旱季节降水量的减少，或者大雨和融雪造成的大水。堤坝可以调节整年的水流量，从而使电站接近满发运行状态。

溢流坝临近坝体，在水库水位过高的时候用来弃水。由于电力负荷随着季节的变动而变动，因此，可用水有时不能用来发电。如果库容较小或者没有库容（例如径流式电站），就必须通过溢流坝来弃水。

除了发电，坝体还具有灌溉和航运等其他作用。田纳西河谷管理局的集成系统就是一个很好的例子。

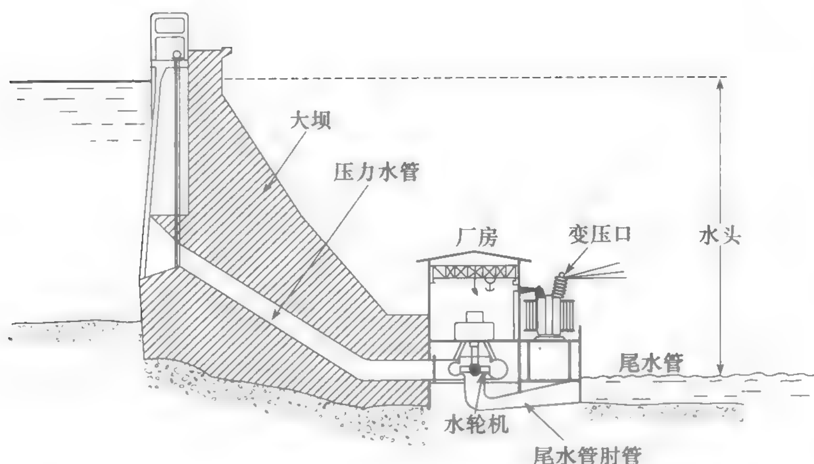


图 24-10 中水头水电站断面图

2. 引水渠、压力水管、蜗壳

在大型水电站中，引水渠将水从坝体引到发电机，它们可能是露天水渠，也可能是通过岩石开凿的水渠。引水渠向一个或者多个压力水管（巨大的钢管）供水，压力水管将水引入各个水轮机中。直径有时大到几米的巨大阀门用于关闭引水渠的供水。

压力水管将水导入蜗壳，蜗壳围绕着水轮机，使水均匀地分布在水轮机周围。导叶控制水流平稳地推动水轮机叶片（见图 24-11～图 24-13）。水轮机调速器控制着巨大的水力机械，关闭或者打开导叶。



图 24-11 蜗壳向 483MW 水轮机供水
（图片由美普氏企业提供）

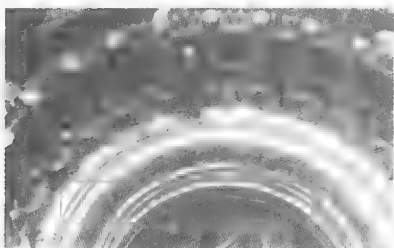


图 24-12 在蜗壳内部，一系列可调节的导叶控制进入水轮机的水量
（图片由美普氏企业提供）

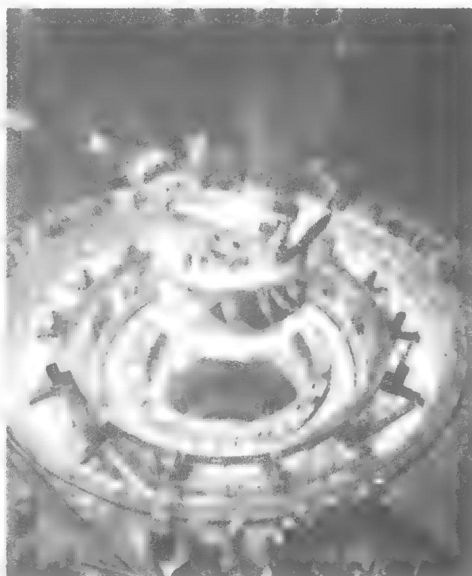


图 24-13 大古力坝的混流式水轮机转子。水轮机额定功率 620MW，转速 72 转/分钟，正常水头 87 米。其他细节：转子直径 10 米；转子重量 500 吨；最大水头 108 米；最小水头 67 米；水轮机效率 93%；压力水管数 32；每个压力水管重 6.3 吨；水轮机轴长 6.7 米，重 175 吨
（图片由 Les Ateliers d'Ingenierie，Dominon 提供）

3. 尾水管肘管和尾水管

水通过水轮机后，进入一个竖直的通道，叫做尾水管肘管。尾水管肘管可以提高水轮机的效率，它和尾水管相连。尾水管将水排出到下游河流中。

4. 厂房

厂房中有同步发电机、变压器、断路器以及相关控制装置。仪表、继电器和测量装置安装在中控室内。中控室负责监视和控制整个电站。水电站中还有其他很多装置，这里就不一一介绍了。

24.11 抽水蓄能电厂

峰荷电厂用来给系统中的可变负荷供电。假设一个如图 24-14 所示的功率在 100MW 到 160MW 之间变动的日负荷曲线。为了满足该负荷，可以建设一个 100MW 的基荷电厂和一个 60MW 由燃气机组间歇运行的峰荷机组。

另外一种方案是安装一个 130MW 的基荷机组和一个 30MW 的峰荷机组。这个峰荷电厂必须能送出或者吸收 30MW 的电能。在低负荷期间（图 24-15 中标－号部分），峰荷电厂吸收并存储基荷电厂发出的电能，而在高负荷期间（标＋号的部分），峰荷机组释放之前存储的能量。

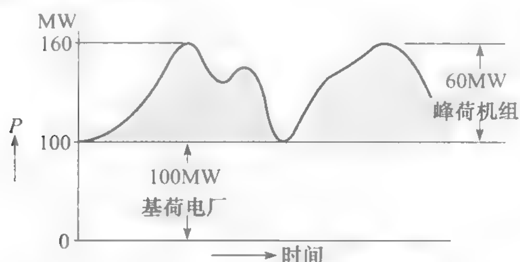


图 24-14 由 100MW 的基荷和 60MW 的峰荷供电

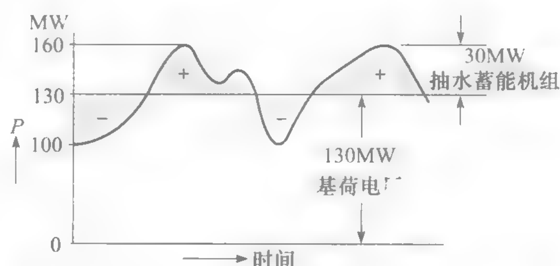


图 24-15 由 130MW 的基荷和 30MW 的抽水蓄能电厂供电

第二种方案有以下两个优点：

1. 基荷电厂更大，更高效。
2. 峰荷电厂更小，费用更低。

大量的能量只能以机械能形式存储，这就是为什么建抽水蓄能电厂的原因。抽水蓄能电厂有上游和下游两个水库，通过压力水管和发电机/抽水泵连接。在峰荷时，抽水蓄能电厂像普通水电厂一样发电，水从上游水库流到下游水库。但是，在轻负荷期间，发电机运行在同步电机状态，水轮机像巨大的水泵，将水从下游水库抽到上游水库，为下一次系统峰荷的到来进行能量的存储（见图 24-16）。

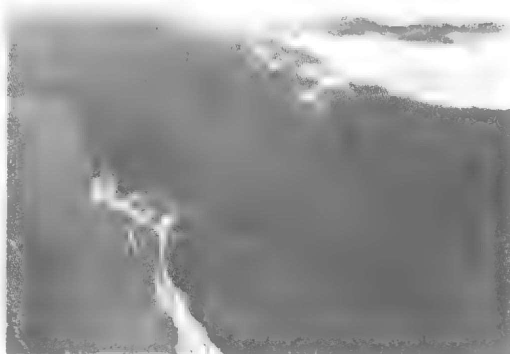


图 24-16 田纳西的抽水蓄能电厂从 Nickajack 湖抽水到 Roccoon 山顶，这个蓄水池 2km²（约 500 公顷），316 米高。在系统峰荷时，4 台发电机/水泵每台的视在功率为 425MVA。机组可以在几分钟内从发电机状态转换到水泵状态。

（图片由田纳西河谷管理局提供）

根据系统负荷特性，每天发电/抽水的循环次数大概一到两次。峰荷机组额定功率在 50MW 到 500MW 之间。当水轮机作为水泵时，可逆向旋转。启动如此大的同步电机对系统而言是个大负荷，因此需要专门技术使其加速。

可以采用辅助电动机，或者正在发展中的静态频率换流器（辅助电动机可以拖动更大的电动机加速）。

因为核电站对固定负荷供电的效率最高，因此抽水蓄能电厂配合核电站运行是具有吸引力的组合方式。

火电厂

大多数发达国家对水力资源都已经进行了充分的利用。因此，需要依靠火电厂和核电厂来满足电能的增长。

火电厂将煤炭、油或者天然气燃烧产生的能量转换为电能。为了取得较好的效率和经济效益，大多数机组的额定容量在200MW到1500MW之间进行选取，这个容量的电厂在复杂程度和规模上都比较合适。

火电厂通常靠近河流或者湖泊，因为需要大量的冷却水来冷却汽轮机中做过功的蒸汽。

由于汽轮机的效率低，所以火电机组的效率都比较低。电机将热能转换为机械能的最大效率可以通过下式得到：

$$\eta = (1 - T_2/T_1)100 \tag{24.2}$$

这里，η=电机的效率［%］；T_1—进入汽轮机的气体温度［K］；T_2—汽轮机排出气体的温度［K］。

在大多数热电厂中气体指的是水蒸气。为了提高效率，T_2/T_1越小越好。但是T_2的温度不能低于周围的环境温度，一般环境温度是20℃，因此T_2不能低于

$$T_2 = 20℃ + 273° = 293\text{K}$$

这意味着要取得高效率，T_1必须很高。但是，考虑到相应的蒸汽压力，蒸汽温度不能高过钢或者其他金属的安全承受范围。T_1可能的最高值大约为550℃，因此

$$T_1 = 550℃ + 273° = 823\text{K}$$

因此，当进入的蒸汽温度为823K，排出的蒸汽温度为293K时，汽轮机的最大效率为

$$\eta = (1 - 293/823)100 = 64.4\%$$

考虑其他损失后，有些汽轮机的最大效率只有45%，这意味着65%的热能在热能－机械能的转换过程中被损失。如何处理巨大的热能损失是火电厂面临的重要问题之一。

24.12 火电厂的组成

火电厂的基本结构和主要组成如图24-17所示，下面分别进行介绍。

- 锅炉（1）是用来燃烧燃料的炉子，将热传递给水冷壁管S_1中的水，壁管包围整个炉膛，水通过水泵P_1在管内循环。
- 汽包（2）内有高压力的水和蒸汽，产生供给汽轮机的蒸汽。给水泵P_3的水也进入汽包。蒸汽通过过热器S_2到高压汽轮机HP。过热器包括围绕炉膛的一系列管子，将蒸汽温度升高到200℃左右。升高蒸汽温度可以保证蒸汽被完全干燥，同时提高了发电机组的效率。
- 高压（HP）汽轮机（3）通过蒸汽推动汽轮机叶片，将热能转换为机械能。因此，汽轮机出口的温度和压力都低于进口处。为了提高热效率，同时避免过早冷凝，蒸汽进入再热器S_3，再热器由一系列加热管组成。
- 中压（MP）汽轮机（4）类似高压汽轮机，但是更大一些，以保证蒸汽体积被扩大。
- 低压（LP）汽轮机（5）包括左右相同的两个部分。它对蒸汽剩余的热能（见图24-18）进行再利用。从LP汽轮机流出的蒸汽在一个由凝汽器（6）制造的近似真空环境中进一步膨胀。

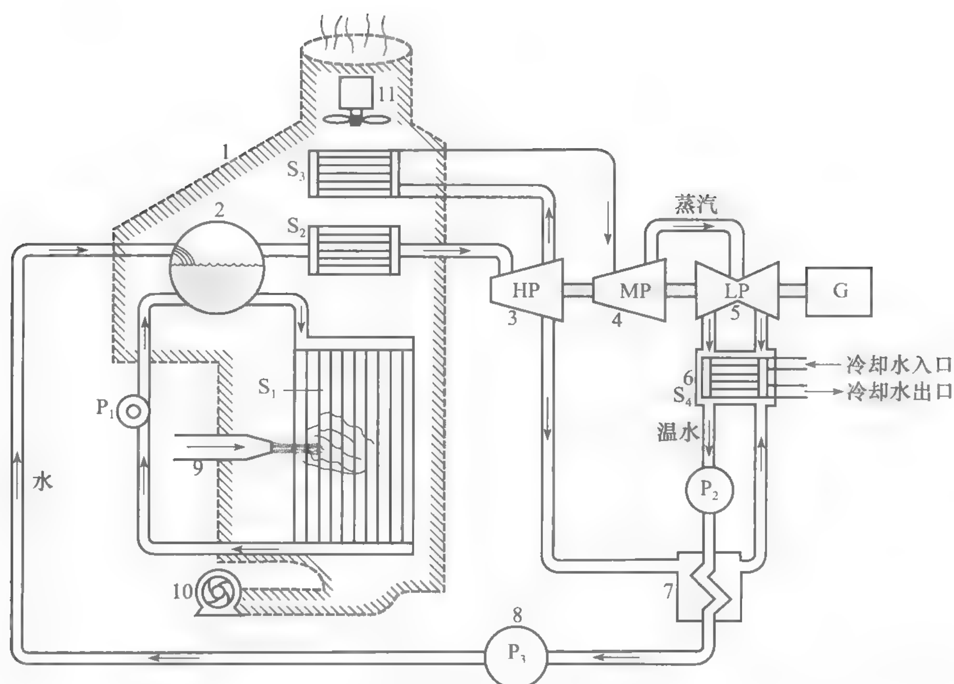


图 24-17 火电厂的示意图

- 凝汽器（6）使通过冷却管 S_4 的蒸汽冷却凝结。从河流湖泊来的冷水流经冷却管并带走热能。冷凝的蒸汽造成了真空环境。

  凝结水泵 P_2 排出经过冷凝后的温热蒸汽，并使其通过再热器（7）进入给水泵（8）。
- 再热器（7）是一个热能交换器。从高压汽轮机出来的热蒸汽到达再热器，使补给水温度升高。热力学研究显示通过这种方式放掉部分蒸汽，有利于提高总的热效率。
- 燃烧器（9）供应并控制进入锅炉的天然气、油或者煤。煤在进入锅炉前被磨成煤粉。同样，重油需要预热并经过雾化器处理，以增加和周围空气的接触（燃烧）面积。

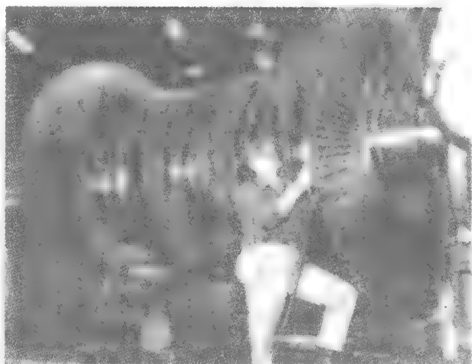


图 24-18 375MW，3600r/min 汽轮机组的低压部分，包含辐射状叶片
（图片由通用提供）

- 鼓风机（10）提供燃烧需要的大量空气（见图 24-19）。
- 引风机（11）对气体和其他燃烧物质进行净化并通过烟囱排进大气。
- 发电机 G 直接和三台汽轮机连接，将机械能转换为电能。

事实上，为了保证高效、安全、经济的运行，一个燃汽轮机有成百上千个部件和辅助设备。例如，利用控制阀调节进入汽轮机的蒸汽；利用结构复杂的水净化器保证给水的清洁度和化学成分；利用油泵保证适度的润滑。不过，通过以上基本元件的介绍已经足以了解火电厂的运行原理和面临的基本问题。

24.13 汽轮机

低压、中压、高压汽轮机在传动轴上安装有一系列叶片（如图24-18所示）。蒸汽推动叶片，产生一个巨大的扭矩。由特殊钢材制造的叶片可以承受高温和强离心力。

低压、中压、高压汽轮机连接在一起，共同驱动一台发电机。不过，在有些电厂中，高压汽轮机驱动一台发电机，另外一台额定功率相同的发电机由中压、低压汽轮机共同驱动。



图 24-19 某火电机组的鼓风机，充气速度 455m³/s，压差5.8kPa。它由一台额定功率12 000hp（8995kW），60Hz，890r/min的3相电动机带动。
（图片由Novenco公司提供）

24.14 凝汽器

锅炉产生的热能，大约有一半在蒸汽经过凝汽器时被带走，因此需要大量的冷却水。冷却水流经凝汽器，温度一般上升5～10℃。被冷却的凝结水温度通常在27～33℃之间，绝对压力与真空近似相等，大约是5kPa。冷却水温度只比凝结水温度低几度（见图24-20）。

24.15 冷却塔

如果火电厂位于干旱地区，或者远离江河湖泊，那么需要采用其他的方法来冷却凝汽器。通常采用蒸发的方式来达到冷却效果。例如，假设一个面积很大的湖泊，湖水即使在低温环境下也不断蒸发。由于每蒸发1kg水，湖水将损失2.4MJ的热能，因此湖水会由于蒸发而变冷。

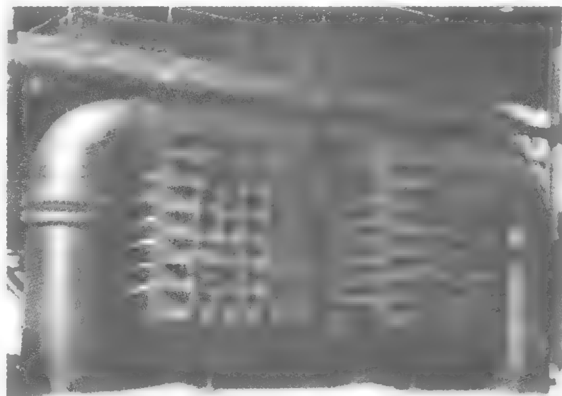


图 24-20 额定功率220MW的凝汽器，注意其中凝汽器冷水进出的大管子。凝汽器在火电机组的锅炉和核电机组中同样重要。
（图片由Foster-Wheeler能源公司提供）

现在假设有一桶100kg的水，如果蒸发掉1kg水，那么剩下的99kg水的温度不可避免地会降低5.8℃，也就是说蒸发掉1%的水，水温将会降低5.8℃。因此，蒸发是一种有效的冷却方式。

但是如何产生蒸发呢？只需要将水与空气进行大面积的接触即可。最简单的方法是将水变成小水滴后向它们吹风。

在火电厂中，从凝汽器中流出的热的冷却水被送到冷却塔的顶部（如图24-21所示）并形成小水滴。当小水滴向下面的露天蓄水池滴落时，蒸发作用使得小水滴温度降低。之后，水泵从蓄水池中将冷却水抽起，并送入凝汽器进行再循环，凝结水的热能被再次带走。大约有2%流经凝汽器的冷却水被蒸发掉，这可以通过小溪、小湖泊

进行补给。



图 24-21 Oregon 核电厂的冷却塔。机组输出为 1280MVA，功率因数 0.88。冷却塔参数为：高度 152m；底部直径 117m；顶部直径 76m；冷却水 $27m^3/s$；水蒸发损失 $0.7m^3/s$。冷却水流经冷却塔，温度从 44.5°降为 24°

（图片由波兰通用电气公司提供）

24.16 给水泵

给水泵将水供给高压汽包。巨大的反向压力以及流经水泵的巨大水流都需要大功率的电动机来驱动。现代汽轮机组的水泵功率约占发电量的 1%。尽管这个损耗很大，但是当高压蒸汽流经汽轮机时，在水泵中消耗的这部分能量将得到补充。因此，供应给给水泵电动机的能量除了一小部分被电动机和水泵消耗外，并没有真的损失。

24.17 汽轮机组的能量流程图

由于设计师希望以最小的成本来追求高的效率，而生产材料不但受安全性，同时也受温度、压力、离心力等限制，因为可用的材料都相同，这使得全球的现代汽轮机组都相似。图 24-22 显示了一个典型的 540MW 汽轮机-发电机组，图 24-23 所示为控制室。



图 24-22 540MW 汽轮机发电机组，转速3600r/min，频率 60Hz。低压汽轮机和发电机在后面

（图片由通用电气提供）



图 24-23 540MW 发电机组的控制室

（图片由通用电气提供）

大多数锅炉的蒸汽温度为550℃，压力为16.5MPa，总效率（电能输出/热能输入）大约为40%。在这些温度和压力附近，相关的能量、蒸汽、损耗都不会变化很大。因此可以在典型火电厂的简化模型中对能量、蒸汽、水流的变化进行描述。图24-24所示即为一个12MW机组模型。

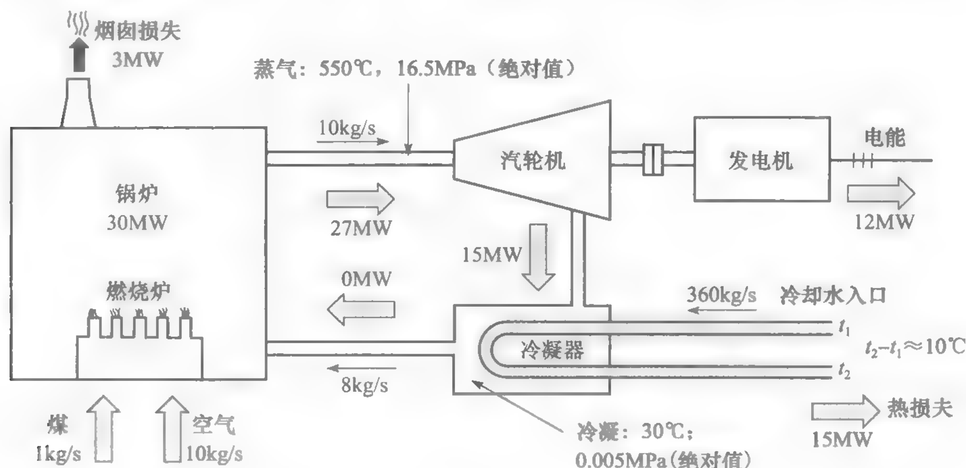


图24-24　一个典型火电机组的数值模型

由图24-24中的模型可以大体看出火电厂的特征。例如，一个480MW电厂的特征值大概为：

出力	40×12MW	480MW
煤耗	40×1kg/s	40kg/s
进汽量	40×10kg/s	400kg/s
锅炉热功率	40×30MW	1200MW
出气量	40×8kg/s	320kg/s
冷却水	40×360kg/s	14 400kg/s
被冷却水带走的热量	40×15MW	600MW

如果没有大的江河湖泊，则需要冷却塔，蒸发的冷却水量为

$$q = 2\% \times 14\,400 = 288\text{kg/s}$$

蒸发的水量由本地水源补充。

24.18　火电厂和环境

火电厂燃料燃烧后排出的废气会影响环境，因此备受关注。

油、煤和天然气燃烧后产生的废气主要是二氧化碳（CO_2）、二氧化硫（SO_2）和水。二氧化碳和水不会立即对环境产生影响，但二氧化硫会造成酸雨。扬灰和尘土也会污染大气。燃烧天然气只会产生二氧化碳（CO_2）和水，这可以解释为什么可以用天然气（而不是油或者煤炭）来降低空气污染。

位于澳大利亚Newcastle的Eraring大型火电厂是一个对污染控制得很好的例子。这个电厂在悉尼以北100km左右（见图24-25）。该电厂装有特殊的布袋除尘烟气清洁系统（见图24-26）。布袋除尘器像一个巨大的真空吸尘器，将锅炉烟气中的颗粒除掉。每个锅炉的布袋过滤器大概包含48 000个长5m、直径16cm的过滤袋（见图24-27）。如果锅炉满容量运行，它们除尘速度为28kg/s。随后这些尘土大部分和混凝土一起用于修路。该电厂的技术参数如下：



图 24-25　澳大利亚 Newcastle 的 Eraring 电厂全景。左侧的大型建筑是汽轮机—发电机厂房：宽 27m×高 38m×长 418m。右侧可见内有锅炉的 4 个建筑。烟气净化系统位于前方的烟囱和锅炉建筑之间

（图片由新南威尔士电力局提供）

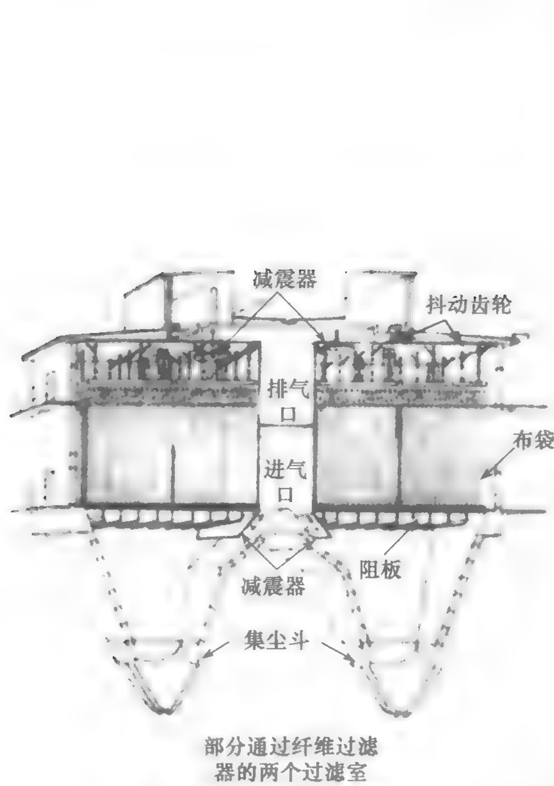


图 24-26　烟气清洁系统的一般构造，采用布袋除尘，煤灰随后进入下面的漏斗

（图片由新南威尔士电力局提供）



图 24-27　复合除尘袋的安装，每个除尘袋长 15m，直径为 16cm

（图片由新南威尔士电力局提供）

电力方面参数

机组数：4

每台机组功率：660MW

转速：3000r/min

电压：23 000V

频率：50Hz，相数：3

热能和机械方面的参数

汽轮机数：4

凝汽器数：4

锅炉数：4

每台汽轮机蒸汽流量：560kg/s

蒸气温度：540℃

蒸气压力：16.55MPa

每台凝汽器冷却水速度：21 000kg/s

每台锅炉煤耗：51.5kg/s

除尘能力：28kg/s

单台汽轮机一发电机组长度：50m

单台汽轮机一发电机组重量：1342t

烟囱数：2

烟囱高度：200m

底部外直径：20m

顶部外直径：11.6m

这个电厂另一个特点是距离它的两个煤源分别只有1.5km和4.5km。两个煤源通过传送带将煤送至该电厂。由于该电厂离它的煤源和位于Macquarie湖畔的冷却水源都很近，因此地点非常理想。

核电厂

核电厂利用核反应堆释放的热能生产电能。当原子的原子核一分为二（核分裂）时，将释放大量的能量。注意如煤炭燃烧等化学反应，仅仅是原子重新排列过程，不影响原子核结构。

核电厂与火电厂类似，只是核反应堆代替了锅炉，反应堆中包含产生热能的裂变物质。因此核电厂与传统的火电厂一样，也有同步发电机、汽轮机、凝汽器等。总效率也相近（在30%～40%），同时必须有冷却系统。因此，核电厂也建造在江河湖海附近。在干旱地区，还需要冷却塔。本节将不再对此相似内容进行解释，仅介绍反应堆自身的运行原理。

24.19 原子核的构成及同位素

原子核由两种粒子构成——质子和中子。质子带有单位正电荷，与一个电子带的负电荷相等。中子不带电，也就是说质子和电子既不会吸引也不会排斥中子。

质子和中子质量大体相同，是电子的1840倍。因此原子的质量主要集中在原子核上。

具体的元素决定了原子核中质子和中子的数目。进一步，由于原子不带电，因此质子数量等于电子数量。表24-1给出了核反应堆中一些重要元素的原子结构。例如，氢原子有两种结构，它们的差别仅仅是中子数目不同。首先，对于通常所说的氢（H）原子，它

的原子核只有一个质子，没有中子。其次，对于比较稀少的氘（D）原子，原子核中有一个质子和一个中子，它被称为氢的同位素。

表 24-1 一些元素的原子结构

元素	符号	质子数	电子数	中子数	质量数（中子数+质子数）
氢	H	1	1	0	1
氘（重氢）	D	1	1	1	2
氚（超重氢）	^{3}H	1	1	2	3
氦	He	2	2	2	4
碳	C	6	6	6	12
铁	Fe	26	26	30	56
铀 235	^{235}U	92	92	143	235
铀 238	^{238}U	92	92	146	238

当两个普通的氢原子与一个氧原子结合，得到的水称为轻水（H_2O）。如果两个氘原子与一个氧原子结合，得到的水称为重水（D_2O）。海洋中每 7000kg 海水中大约包含 1kg 重水。

同样，自然界中也发现了两种铀的同位素：铀 238（^{238}U）和铀 235（^{235}U）。它们都包含 92 个质子，但^{238}U有 146 个中子，而^{235}U有 143 个中子。^{238}U很常见，而同位素^{235}U很稀少。

由于铀 235 和重水是核反应堆运行的关键，因此将进行重点介绍。

24.20 铀的来源

铀从哪里来呢？它来自铀矿石。这种矿石包含一种 U_3O_8 化合物（3 个铀原子和 8 个氧原子），其中$^{238}UO_8$和$^{235}UO_8$的精确比例是 1398∶10。

也就是说，每 1408 份矿石中，1398 份是没用的^{238}U，只有 10 份是同位素^{235}U。由于它们化学性质一样，因此很难将$^{238}UO_8$和$^{235}UO_8$分开。

为了在核反应堆中利用铀元素，铀矿石需要首先被转换成 UO_2，当然其中$^{238}UO_2$和$^{235}UO_2$的比例也是 1398∶10。

有些核反应要求其中的 UO_2 比天然的 UO_2 含有更多的^{235}U。可以通过浓缩过程使得$^{235}UO_2$和$^{238}UO_2$的比例从 10∶1398 增大到 50∶1398。在这个浓缩过程中，将产生大量的副产物$^{238}UO_2$，必须对它们进行存储，本章稍后将介绍该副产品的作用。

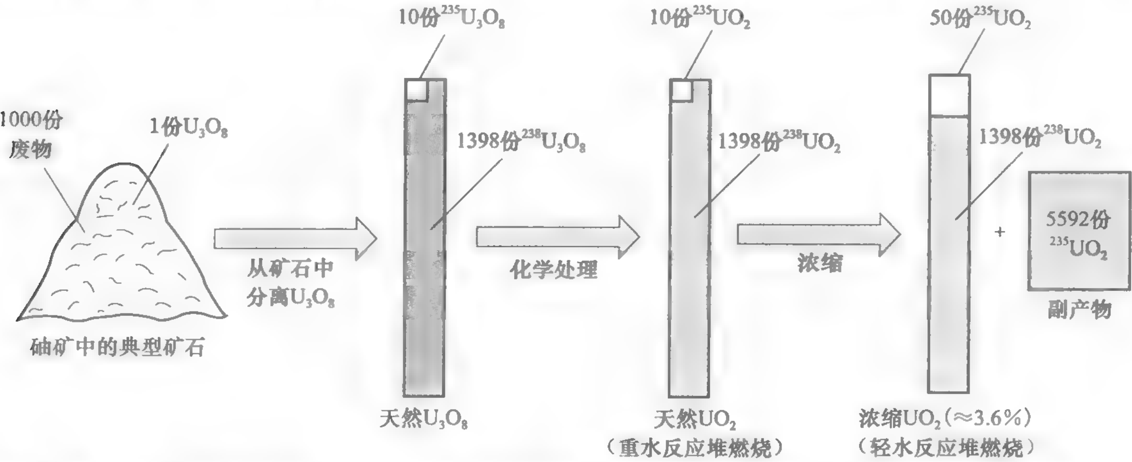


图 24-28 重水反应堆和轻水反应堆的核燃料生产步骤。该简化框图显示了在二氧化铀的浓缩过程中，不可避免的会产生大量副产品$^{238}UO_2$

24.21 原子裂变释放的能量

当核裂变时，原子核一分为二。通常两个新原子的质量之和小于原来的原子质量。如果有质量损失，根据爱因斯坦质能方程，释放的能量为：

$$E = mc^2 \tag{24.3}$$

这里，E=释放的能量（J）；m=质量损失（kg）；c=光速（3×10^8m/s）。

该公式显示损失质量时会释放大量能量，因为每损失1克质量，就会产生9×10^{13}J的能量，与烧沸3千吨水所需的能量一样多。铀是分裂时质量会减少的元素之一，但只有铀235可分裂，铀238不会，因此需要巨型分离机将包含^{235}U的分子从包含^{238}U的分子中分离出来。

24.22 链式反应

如何引发铀分裂呢？一种方法是用中子攻击原子核。当中子靠近原子核时，不会被排斥；而且如果速度不是很快，中子很容易击中原子核。如果冲击力足够强大，原子核就会一分为二，释放出能量。一个^{235}U原子裂变会释放出218MeV的能量，这些能量主要以热能的方式存在。裂变是一种在原子层面上的剧烈反应，分裂的原子核会释放出2到3个高速移动的中子。这些中子又会撞击其他铀原子，使裂变持续，迅速发生链式反应，并释放出巨大的热能。

这就是核爆炸的发生原理。尽管铀矿石也会释放中子，但因为^{235}U浓度过低，所以不会引起链式反应。

在核反应过程中，需要降低中子速度，以增加其撞击其他铀原子核的概率。这需要将少量的可分裂铀燃料（UO_2）放入慢化剂中。慢化剂可以是普通的水、重水、石墨，或者其他可以降低中子速度但不会吸收中子的物质。将慢化剂中的铀燃料放在适当的位置，可以使中子的速度降低到期望值并激发其他铀燃料裂变，只有这样才能发生链式反应，使反应堆进入临界状态。

一旦链式反应开始，速度就会急骤升高。为了保持合适的温度，需要利用液体或者气体快速流经反应堆，带走热量。重水、普通水、液态钠，或者氢气、二氧化碳等都可以当做冷却剂。热的冷却剂在一个包含热交换器的封闭系统中循环，它将热能传递给蒸汽发生器，并驱动汽轮机（见图24-29）。因此冷却剂并不像字面意思描述的那样是冷的，而是灼热的。

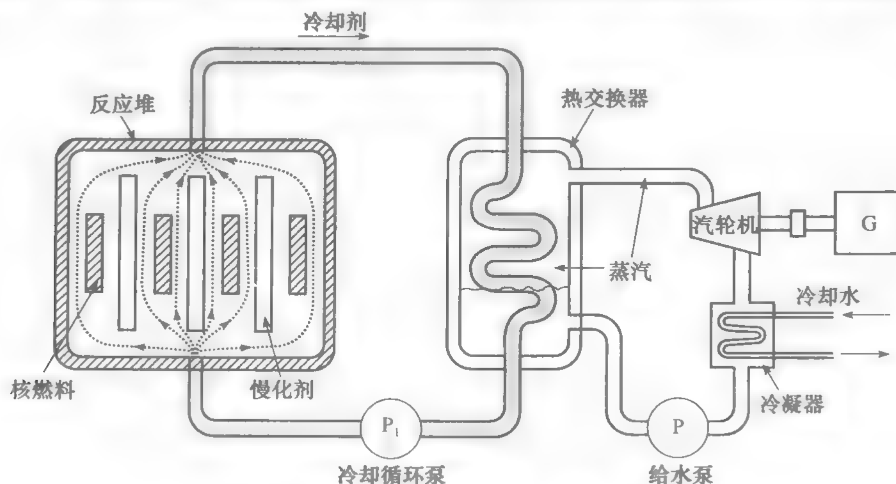


图24-29 核电站的结构图

24.23 核反应堆的类型

核反应堆有好几种类型，下面介绍最主要的几种：

1. 压水堆（PWR）

以水作为冷却剂，高压使得水无法沸腾为蒸汽。轻水堆可采用普通水，CANDU[⊖]反应堆可采用重水。

2. 沸水堆（BWR）

反应堆的冷却水不需要热交换器，在高压下直接沸腾成蒸汽并送到汽轮机。和轻水堆一样，浓缩二氧化铀必须包含约3%的^{235}U。

3. 高温气冷堆（HTGR）

反应堆使用诸如氦、二氧化碳等惰性气体作为冷却剂。由于运行温度很高（一般750°C），因此需要石墨作为慢化剂。热交换器产生的蒸汽和传统燃煤锅炉产生的蒸汽一样热。因此，HTGR的总效率在40%左右。

4. 快中子增殖反应堆（FBR）

这种反应堆运行时，不仅产生热能，还能产生其他核燃料。

24.24 轻水反应堆的实例

采用普通水作为慢化剂的反应堆与采用重水作为慢化剂的反应堆类似，只是需要浓缩二氧化铀燃料。浓缩意味着燃料棒只含有2%～4%的^{235}U，剩下的都是^{238}U。这种方式可以在提供相同输出功率的同时，减少反应堆的大小。此外，为了更换消耗掉的燃料，反应堆大约每年需要关闭一次。

由铀235裂变产生的热能，被诸如普通水、液态钠、气态二氧化碳等冷却剂带走。当冷却剂流经热交换器时，产生蒸汽并驱动汽轮机。

典型的核电站（见图24-30和图24-31）包括一个由外直径4.5m、高度12.5m的巨大钢罐组成的轻水反应堆。罐体内有157个竖直的管子，其中可放置157个巨大的燃料装置。每个装置长3m，内有总重量为477kg的204根浓缩UO_2燃料棒。核反应由45个特殊的合金控制棒控制。当这些控制棒缓缓浸入慢化剂中，将吸收大量中子，从而控制核反应速度，即控制核反应堆释放的热量。

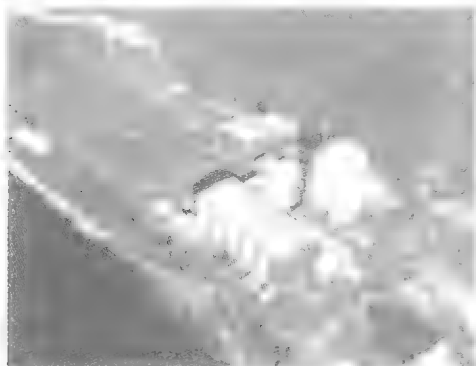


图24-30 轻水核电站的鸟瞰图。前方巨大的矩形建筑内有一台667MVA、功率因数0.9、19kV、60Hz、1800r/min的汽轮发电机组；圆形建筑内有反应堆（康涅狄格州的Yankee核电公司提供，Georges Betancourt摄）

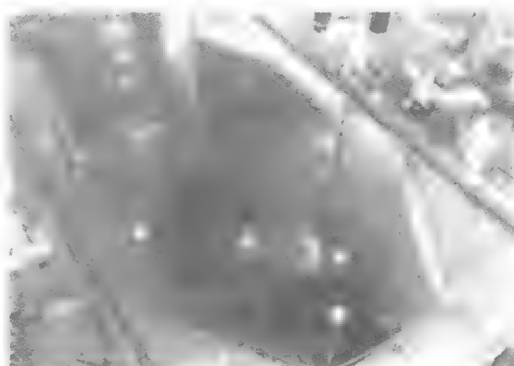


图24-31 反应堆中充满水的燃料添加室俯视图（康涅狄格州的Yankee核电公司提供，Georges Betancourt摄）

⊖ CANDU：由加拿大原子能委员会开发的加拿大重水铀反应堆

这个核电站中同步发电机的参数为3相、667MVA、功率因数为0.9、19kV、60Hz和1800r/min。

24.25 重水反应堆的实例

CANDU反应堆用重水作为慢化剂和冷却剂。与其他反应堆不同之处在于，CANDU反应堆采用天然的二氧化铀作为燃料。位于加拿大多伦多以东几公里Pickering的反应堆是最大的CANDU核电站之一。这个电站有4个反应堆，每个反应堆有12个热交换器。重水冷却剂和普通蒸汽通过热交换器交换能量，并驱动汽轮机（见图24-32）。

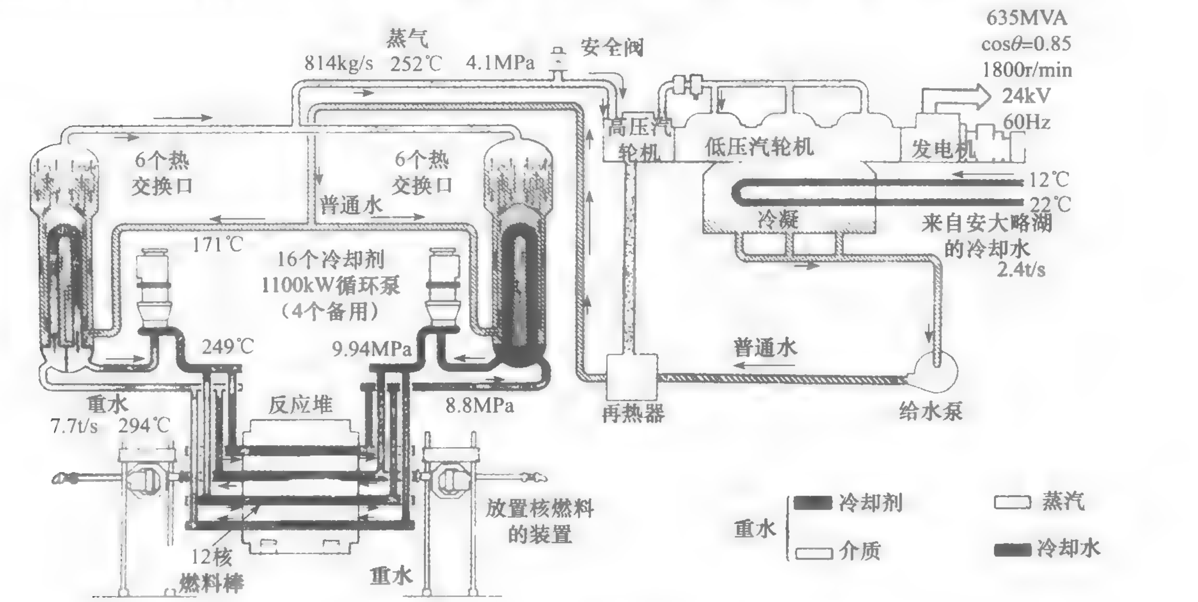


图24-32 由一个重水堆驱动一台发电机的CANDU核电机组的示意图

（图片由加拿大原子能提供）

每个反应堆封闭在一个直径8m、长8.25m的卧式大容器（排管容器）中。排管容器含有390个垂直放置的管子，每个管子中有12根重22.2kg的UO_2燃料棒。工作时，每个燃料棒将释放372.5kW的能量。因为一共有4680根燃料棒，所以反应堆的热功率为1740MW。

分别由1100kW电机驱动的12个水泵推动重水冷却剂在由反应堆、热交换器组成的封闭系统中循环。热交换器产生蒸汽并驱动4个汽轮机，做完功的蒸汽进入凝汽器，被从安大略湖抽来的水冷却。

每个汽轮机驱动一个3相、635MVA、功率因数为0.85、24kV、1800r/min、60Hz的同步发电机。

燃料棒从排管容器的一端插入，19个月后从另一端取出。燃料棒平均每天需要更换9根。

表24-2对轻水堆和重水堆的典型特点进行了比较。

表24-2 典型的轻水和重水反应堆

	轻水反应堆	重水反应堆
反应堆容器		
外径	4.5m	8m
长度	12.5m	8.25m

（续）

	轻水反应堆	重水反应堆
容量厚度	274mm	25.4mm
裸重	416t	604t
位置	垂直	水平
燃料管数量	157	390
燃料类型	浓缩的 UO_2（3.3%）	自然的 UO_2
燃料总量	75t	104t
慢化剂		
类型	轻水	重水
容量	13.3m^3	242m^3
反应堆冷却		
反应堆产生热量	1825MW	1661MW
冷却剂	轻水	重水
容量	249m^3	130m^3
流量	128t/s	7.73t/s
进入反应堆冷却剂温度	285℃	249℃
离开反应堆冷却剂温度	306℃	294℃
冷却泵	4	12
冷却泵总功率	12MW	14MW
电力输出		
3 相，1800 转/分，60Hz 的同步发电机	600MW	540MW

24.26 快中子增殖反应堆的原理

快中子增殖反应堆与其他反应堆不同，因为它能够从核燃料中提取更多能量。快中子增殖反应堆有一个含有可裂变钚 239（^{239}Pu）的料柱，料柱被一层由不可裂变的铀 238（^{238}U)组成的物质包围。由于没有慢化剂，可裂变钚 239 产生的高速中子撞击不可裂变的^{238}U 原子，这个过程产生两个重要结果：

a. 裂变释放的能量可以驱动汽轮机。

b. 包层中的^{238}U 原子吸收被释放的中子，成为可裂变^{239}Pu。换句话说，不活动的铀 238 变成可裂变的钚 239。

包层中不能裂变的^{238}U 将逐步变成可裂变的^{239}Pu 及其他废料。因此需要按期去除包层，并回收其中包含^{239}Pu 的物质。回收的核燃料被放在堆芯中用来产生热能，同时在新换的包含铀 238 的包层中产生更多的燃料。

这个过程不断进行，直到铀燃料中大约 80%的可用能量被提取出来，这比传统反应堆的 2%要高得多。

快中子增殖反应堆尤其适用于轻水反应堆，因为浓缩^{235}U 时会产生大量的副产品^{238}U（如图 24-28 所示）。这些在其他地方无用的物质（已被储存）可以用来包围快中子增殖反应堆的堆芯。正如上述，它们通过吸收快速中子而重新获得利用价值，直到铀的大部分能量被用完。

24.27 核聚变

重元素原子核的裂变（例如铀）会导致质量减少并释放能量。将两个轻元素的原子核聚合也会释放能量，例如，氘原子和氚原子的聚合，这个过程称为核聚变。但是，由于两个原子核（都带正电荷）间排斥力很强，必须让它们高速接近才可能发生聚变。这个速度接近光速，对应的热力学温度为几百万度。如果两种原子的浓度和速度都足够高，就会发

生自持的连锁反应。

因此，通过两种元素的聚变可以产生热能，氢弹就是一个好例子。但是，目前还没有办法象控制核裂变一样控制核聚变，这主要是科学家还无法控制高速粒子使其放慢速度。

该问题的研究工作已经在全世界全面展开。一旦科学家能够成功控制核聚变，则不会再有能量短缺问题，因为世界上最多的元素就是氢。

风力发电厂

风能是对煤炭、天然气等能源的有益补充。本节将介绍风的特性，以及目前风电的发展。

24.28 风的特性

风的能量依赖于它的质量和速度。例如，假设一立方米空气以 10m/s 速度移动，已知 $1m^3$ 空气质量约为 1.2kg，它的动能为

$$E_k = 1/2mv^2 = 1/2 \times 1.2 \times 10^2 = 60J$$

如果空气被机械装置（比如风力涡轮机）阻挡并减慢速度，风会损失它的部分动能，对应的风机就会产生机械能，从而驱动发电机。

根据式（3.7），可以推出风的功率近似为：

$$P_a = 0.6v^3 \tag{24.4}$$

这里，P_a 是单位面积风的功率（W/m^2）；v 是风速（m/s）。

式（24.4）假设能够控制风速，使其从 v 连续变化为 0。实际上，风机不可能使风完全静止。因此，最大利用的风能大概是式（24.4）得到数值的 30%～40%。

根据强度，风粗略分为以下几类：

微风	3m/s	11km/h
和风	7m/s	25km/h
劲风	12m/s	43km/h
强风	18m/s	65km/h
飓风	＞32m/s	＞115km/h

可利用的风速在 5～15m/s。

为了利用风能，需要考虑如下因素：

1. 几分钟内，风速能在±25%之间波动。
2. 风向是变化的，因此为最大程度利用风能，风机的方向也必须随之变化。
3. 风的平稳性和风速依赖于地点。因此，为选定一个合适的风机地点，必须了解该地区一年中风向、风速、风的持续时间等关键数据。
4. 当风的功率超过发电机功率时，必须采取措施限制发电功率。
5. 在强风和飓风来临时，风机必须相应变桨距，或者完全停机以防止叶片和塔架损坏。
6. 由于风机叶片很高，因此很容易遭受雷击。
7. 注意冬季的雪和冰。
8. 风电厂发出的电通常需要接入电网。
9. 风能成本为零，而且完全无污染。

本节仅对出力范围为 100～3000kW 的 3 叶片类型的风机进行讨论（见图 24-38）。有些风机的功率可达 5MW。在商业应用中，风机组合在一起形成风场。

为了最大限度利用风能，风机旋转速度必须和风速成一个特定比率。根据经验和风机

的额定功率，叶尖的速度应该是风速的 4 到 8 倍。由于风速的变化范围大，风机的转速最好可变。但是，很多风机设计为固定速度运行。

例 24-2 一台 400kW，3 叶片风机在风速为 15m/s 时满功率发电。叶片长 14m，风机额定速度为 48r/min。

计算：

a. 风机叶片扫过面积；

b. 风机可用风能；

c. 400kW 输出与可用风能的比例；

d. 风机叶片尖的速度；

e. 叶尖的速度与风速之比。

解 a. 风机叶片扫过面积

$$A = \pi r^2 = \pi \times 14^2 = 616\text{m}^2$$

b. 单位面积可用风能

$$P_a = 0.6v^3 = 0.6 \times 15^3 = 2025\text{W/m}^2$$

风机可用风能

$$P = P_a A = 2025 \times 616 = 1\,247\,400\text{W} = 1247\text{kW}$$

c. 发电机输出/可用风能$=\dfrac{400\text{kW}}{1247\text{kW}}=0.3208=32\%$。

d. 风机叶片尖的周长

$C = 2\pi r = 2 \times \pi \times 14\text{m} = 88\text{m}$

速度 $= C \times 48\text{r/min} = 88 \times 48 = 4224\text{m/min} = 70.4\text{m/s}$ 或者 253km/h

e. 叶片尖的速度/风速$=70.4/5=4.7$。 ◀

24.29 风能的利用

利用风能发电主要有 5 种方式：

1. 风机驱动直流发电机（见图 24-33）。
2. 风机驱动恒速异步发电机（见图 24-34）。
3. 风机驱动变速异步发电机（见图 24-35）。
4. 风机驱动变速双馈感应发电机（见图 24-36）。
5. 风机驱动变速永磁发电机（见图 24-37）。

下面我们介绍风力发电机的基本原理。

24.30 驱动直流发电机的风机

图 24-33 显示了一台简单风机的叶片（1）安装在高杆（2）上，驱动发电机（4）。齿轮箱（3）将风机的速度提高 20～30 倍，这样可以选用较小的发电机。

发电机发出的电能可存储在电池（5）中，电池可以作为直流负荷（6）的持续可靠电源。负荷包括一些 12V 的灯泡和一台通过 dc/ac 换流器供电的电视。这种风力直流发电机只应用于远离其他电源的偏远地区，功率通常只有几百瓦。

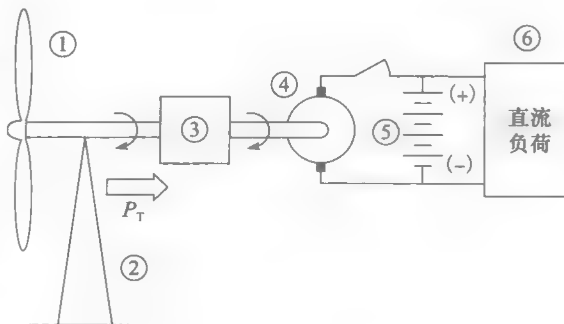


图 24-33 驱动直流小发电机的风机

24.31 驱动恒速异步发电机的风机

图 24-34 所示为一大型商用风机（1），风机通过齿轮箱（3）驱动笼型感应发电机（4）。发电机定子通过升压变压器（6）与主电网（7）相连。因此，定子的磁通与系统频率同步，转子转速稍快。

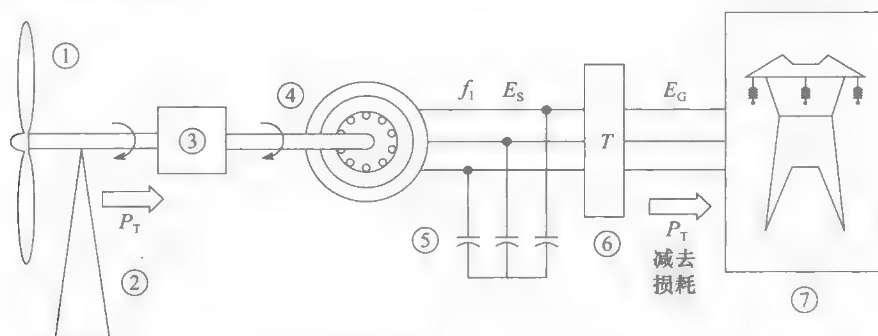


图 24 34 风机通过一个齿轮箱驱动异步发电机。实际上发电机的转速恒定，所以它不能一直最大化利用风能

由于风机转速恒定，这意味着风能无法一直得到最大化利用。

发电机吸收的无功功率由电容器（5）提供，因此与电网相连的功率因数接近 1。减去齿轮箱、发电机、变压器的损耗，风机向发电机传递的有功功率为 P_T。异步发电机的功率通常在 100～800kW 之间。

有些异步发电机有 4 极和 6 极的两个定子绕组。如果风速高，就用极数少的定子绕组，因为相应的发电机转速较高。相反，风速低时用极数多的定子绕组。当风速变化时，通过程序控制实现两种绕组的切换，以最大化利用风能。

感应发电机的基本原理见 14.15 节和 15.8 节。

24.32 驱动变速异步发电机的风机

图 24-35 与 24-34 类似，但鼠笼型感应式发电机的定子与变频换流器（5）相连。因此，可以随意改变同步发电机转速。发电机转速可以根据风速（由风速表测量得到）而改变，从而可以最大化利用风能。因此，通过优化感应发电机转速，可以自动优化风机的转速。

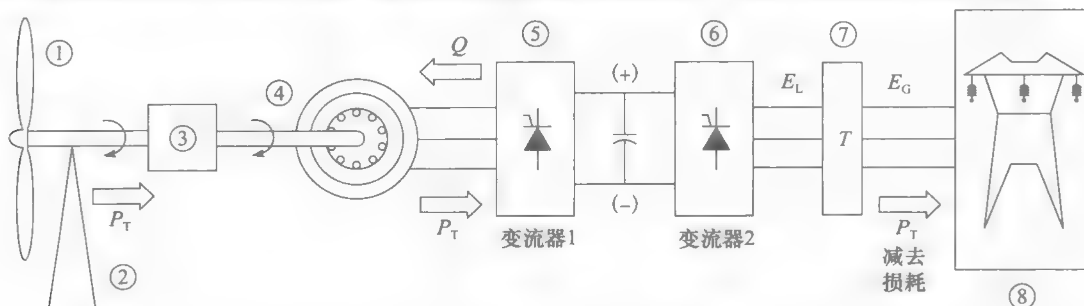


图 24 35 风机驱动一个异步发电机，发电机与一个变频换流器相连，这使得风机能一直最大化利用风能

换流器（5）吸收风力发电机发出的有功功率 P_T，同时向发电机提供无功功率。换流器（5）与换流器（6）之间的恒压直流母线用于将有功功率传递给换流器（6），换流器（6）将电能转换为 3 相、60Hz（或 50Hz）的电能，然后接入电网。注意两个换流器中通

过的功率均为发电机的总功率。有些换流器产生正弦脉宽调制（PWM）电压，从而避免不当的谐波注入发电机和电网。

24.33 驱动双馈感应发电机的风机

图 24-36 中风机通过一个齿轮箱驱动绕线式感应发电机（4）。电网电压 E_G 通过变压器（7）降压为 E_S。

图 24-36 驱动双馈感应发电机的风机。风机发出的 PT 只有一少部分通过换流器 1 和 2

换流器（6）将线电压 E_S 转换为恒定直流电压 E_d。该换流器允许电能在交流侧和直流侧之间双向流通。

换流器（5）将直流电压 E_d 转换为幅值、频率、相移和相序均可变动的交流电压 E_R。同样，该换流器也允许功率的双向流通。

绕线式感应发电机的定子直接与频率 f 为 50Hz 或者 60Hz 的电网相连，因此定子电压 E_S 和频率与线电压相同。转子与换流器（5）相连。如前所述，换流器（5）的三相输出电压 E_R 和频率 f_2 可变。有时，换流器（5）和（6）产生正弦 PMW 电压。

绕线式发电机有 E_S、E_R 两个电源。在 13.23 和 13.26 节中已经对这种双馈式感应发电机的原理进行了介绍。通过这两部分的学习可以全面了解发电机是如何工作的。简要地说，电压 E_R 的频率和相序（以及定子的频率 f）决定了发电机的转速。由于定子频率固定，转子频率 f_2 决定了发电机的转速。因此，可以给风机指定一个最优转速，以最大化利用风能。为此，需要利用风速表监测风速，并将信息传递给换流器（5）的控制线圈。

当风速较弱时，转子旋转缓慢，因此发电机按次同步速度旋转。但是，当风较强时，转子转速较快，以超同步速度旋转。这种超同步速度和次同步速度的幅值由式 13.13a 和 13.13b 给定（见 13.23 节）

超同步速度

$$n=\frac{120}{p}(f+f_2) \tag{13.13a}$$

次同步速度

$$n=\frac{120}{p}(f-f_2) \tag{13.13b}$$

其中，n=发电机转子转速（r/min）；120＝和机组相关的常数；p＝极对数；f＝与定子

相连的线路频率（Hz）；f_2＝转子频率（Hz）。

风机产生的机械功率被发电机转换为电能。当发电机以超同步速度运行时，转子和定子都向电网送电，如图 13-38（见 13.26 节）所示。

当发电机以次同步速度运行时，定子仍然向电网送电，但是转子吸收电网的功率，如图 13-37（13.26 节）所示。

图 24-36 的结构比图 24-35 好，因为总功率 P_T 只有很少的一部分流经电力变流器。但是，绕线式发电机比鼠笼式发电机复杂，需要经常对集电环上的电刷进行检查和替换。

24.34　驱动永磁发电机的风机

图 24-37 中，风机直接与永磁发电机相连。换流器④和⑤、变压器⑥与图 24-35 中的换流器⑤和⑥、变压器⑦作用相同。

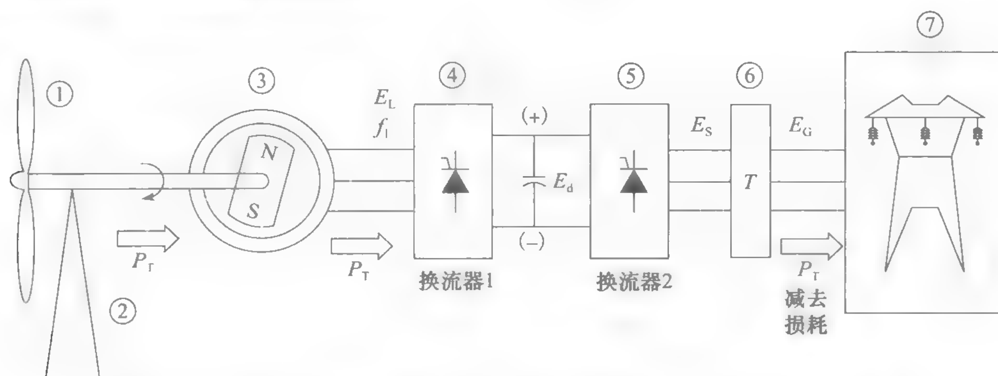


图 24-37　驱动大功率永磁发电机的风机。不需要经常维护的齿轮箱装置

换流器（4）产生频率 f_1，并使发电机按最优转速运行。注意风机产生的所有电能都必须通过换流器。因此，它们的尺寸必然比双馈发电机大。

直流电机可取代多倍增速齿轮箱。但是，由于风机速度不大于 30r/min，对应的交流发电机与在高速（1200r/min）下运行的发电机相比，必然更大。但是，永磁机不需要电刷，也没有转子损耗。因此，对容量为 2～5MW 的风机，更倾向于采用图 24-37 的布局。

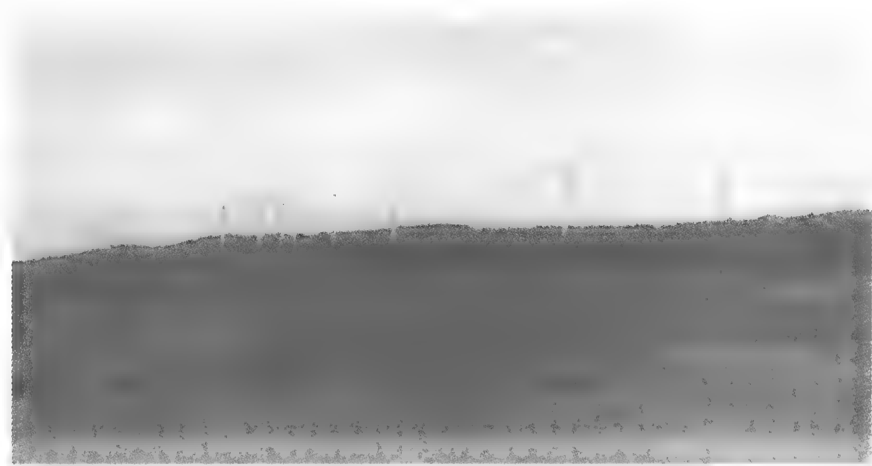
24.35　风电厂实例

下面介绍一些风电厂的实例。

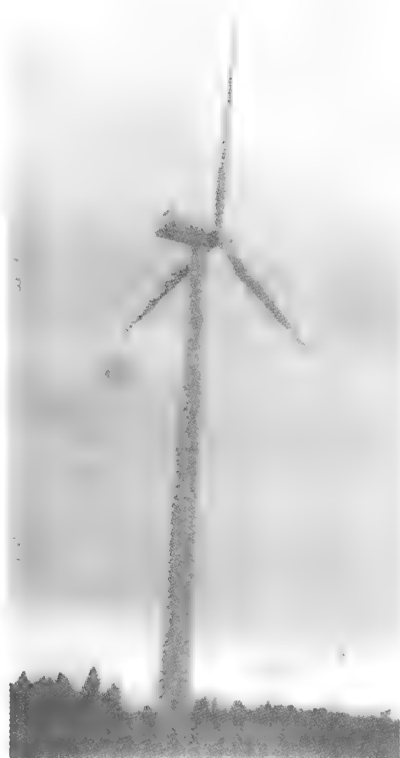
1. Le Nordais 风场

图 24-38a 是 Matane 附近 Gaspe 地区 Le Nordais 风场 57 台风机中的 11 台。每台风机的额定功率为 750kW。发电机是双绕组感应电机，当转速为 1200r/min 时，输出功率为 200kW，转速为 1800r/min 时，输出功率为 750kW，这两个速度分别对应 4 极和 6 极的定子接线。发电机输出 60Hz、3 相、690V 交流电压，通过变压器升压到 230kV 后，直接与魁北克水电公司电网相连。

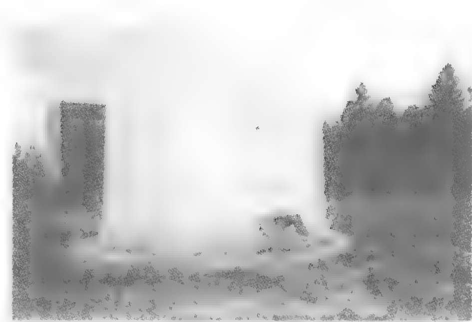
图 24-38b 所示为一台三叶螺旋桨风机。它由丹麦的 NEGMicon 制造，管状钢塔高 55m，底部直径为 4.5m；封闭的门可直达钢塔内部及上部的机舱（见图 24-38c）。表 24-3 给出该风机的其他技术信息。



a）位于魁北克 Matane 的 Le Nordais 风场的一部分。它在夏季和极冷的冬季运行



b）机舱（又称为吊舱）在 55m 的钢塔顶部。机舱长 8.5m，始终自动转向风面，装有避雷装置和冬季加热装置



c）钢塔底部直径 4.5m。从门可进入内部和顶部机舱。后方可见与风机连接的，升压到 230kV 电网的变压器，它是通过地下电缆与风机连接的

图 24-38　LE Nordais 风场

表 24-3　LE Nordais 风场的风力机规格

区域内平均风速	28km/h
发电功率 200kW 风速	15km/h
发电 750kW 的风速	51km/h

（续）

最高风速（风机停止）	85km/h
塔高	55m
扇叶长度	14m
机舱长度	8.5m
扇叶重量	3t
机舱重量	19.5t
发电机重量	5t
安装总量	75t
齿轮箱传运比	80∶1
风叶低速转速	15r/min
风叶高速转速	22.5r/min

注：t表示公制单位吨。

2. Stateline风能中心

Stateline风电站在美国西部，位于俄勒冈州和华盛顿州之间。它有399台风机，每台容量为660kW（见图24-39）。管状钢塔高50m，叶片扫过面积的直径为47m，额定转速为28.5r/min。桨距可以根据风速自动调节。切入风速为4m/s，额定风速为15m/s，风速超过25m/s时停运。



图24-39 Stateline风能中心，位于俄勒冈州和华盛顿州之间。它有399台风机，每台为容量为660kW，3相感应发电机，运行电压为690V，频率为60Hz，一般速度在1800～1818r/min。在阵风时，速度短时间内允许到1980r/min。风速超过25m/s时停运

（图片由Vestas风电系统A/S提供）

感应式发电机中绕线式转子的终端接有一系列电阻，这些电阻的阻值可以通过电子换流器快速改变。换流器和电阻安装在转子上，因此，不需要电刷或者集电环。通过把光信号传递到同步换流器来实现对电阻的控制。

这种Vestas Optislip技术在强阵风时很有优势，通过迅速增加与转子串联的电阻，叶片和转子的速度能很快升高。这种技术减少了机械冲击，使桨距可以根据风速更快地进行

调节。只要桨距调整得合适，与转子的串联电阻就又能重新减少为零。因此，外部转子电阻变化造成的损耗很少。

3. Nakskov 风力发电机

丹麦 Nakskov 装有 3 台 VestasV90-3.0 类型的大型风机，每台容量为 3MW。这些风机配置 3MW、1500r/min、50Hz 双馈绕线式转子感应式发电机（见图 24-40）。塔高 75m，叶片长度 44m。叶片转速在 9～19r/min 之间：在额定转速 16.1r/min 下，按额定功率输出。切入风速 4m/s，额定风速 15m/s，风速达到 25m/s 时停机。图 24-41 所示为风机的输出与风速的关系。注意当风速从 5m/s 到 12.5m/s（2.5 倍）变化时，电能从 250kW 升到 2500kW（10 倍）。因此，提高风速，可使输出功率增加得非常快。从安全和保护设备的角度考虑，当风速达到飓风等级时，功率输出被限制为 3MW。



图 24-40 3MW 风机，包含 4 极，有集电环和电刷的双馈绕线式转子感应式发电机。同步速度为 1500r/min。接在转子上的换流器允许在次同步和超同步速度下运行。机舱重量为 66t，3 叶片转子重 38t

（图片由 Vestas 风电系统 A/S 提供）

4. 海上风场

如果风的条件合适，也可以修建海上风场。丹麦哥本哈根海湾的 Middelgrunden 海上风场就是一个例子。它有 20 台 Bonus 能源制造的 2MW 风机。图 13-40 是这个大型风场的照片。

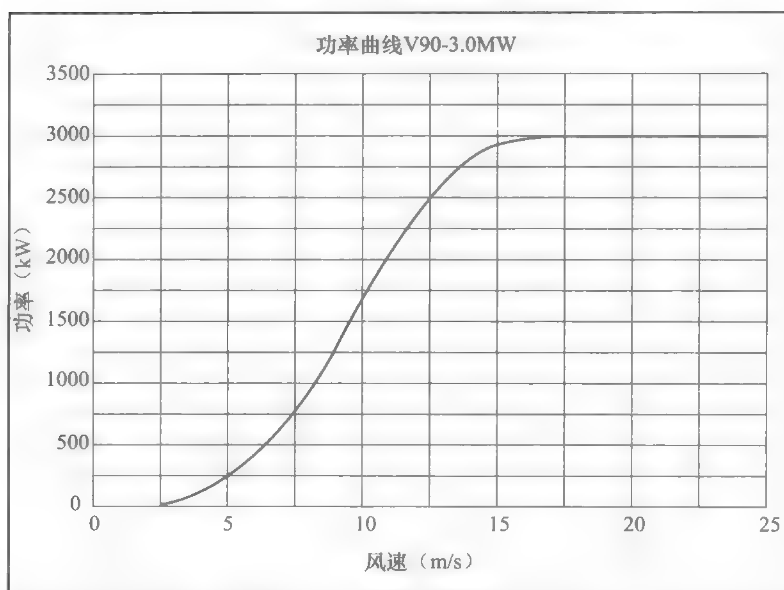


图 24-41 图 24-40 中 3MW 风机的输出电能与风速的关系。为了避免发电机过载，风速超过 15m/s 时，电能输出限制在 3MW

习题

初级

24-1 解释基荷电厂和峰荷电厂的区别。

24-2 为什么核电厂不适于向峰荷供电？

24-3 对于图 24-4 中的煤矿，可以选择运煤到电厂或者建坑口电厂。哪些因素决定了最优选择？

24-4 电力系统的稳定性（不稳定性）最佳指标是什么？

24-5 电网指什么？

24-6 给出系统互联的两个理由。

24-7 图 24-9 中的流量为 $5000m^3/s$，高度为 24m，计算可用水能。

24-8 解释火电厂、水电厂、核电厂的基本工作原理。

24-9 给出轻水反应堆和重水反应堆的两个主要区别。

24-10 解释介质、裂变、聚变、中子和重水。

中级

24-11 非洲的扎伊尔河每年水量为 $1300km^3$，现在希望在 Inga 地区修建一系列大坝，该处落差为 100m。计算：

a. 水量 [m^3/s]；

b. 可用能量 [MW]；

c. 年流量立方英里数。

24-12 一台 1500MW 的机组需要运行多长时间，才能与一个 20 千吨的原子弹释放出的能量相等？（转换表见附录）

24-13 一个城市一天的负荷需求在 60MW 到 110MW 间波动，平均负荷 80MW。为了满足负荷需求，有以下选择：

a. 建设一台基荷机组和一台峰荷柴油发电机。

b. 建设一台基荷机组和一台抽水蓄能机组。

两种情况下，基荷机组和峰荷机组分别为多少？

24-14 假设大古里坝的水头为 280 英尺，机组发电为 6000MV·A，滞后功率因数 0.9。水轮机平均效率为 0.92，发电机平均效率为 0.98，试计算：

a. 有功输出 [MW]；

b. 供给电网的无功 [MW]；

c. 通过水轮机的流量 [yd^3/s]。

24-15 解释冷却塔的工作原理。

24-16 一个现代火电厂输出功率为 720MW，计算下列问题的近似值：

a. 煤耗 [吨/天]；

b. 排放的烟、气体、煤粉灰尘量 [吨/天]；

c. 假设温度升高 10℃，流经凝汽器的冷却水量 [m^3/s]。

24-17 在问题 24-16 中，假设采用冷却塔，需要从当地水源抽取多少水 [m^3/s]？这些水可以循环利用吗？

24-18 一个天然的二氧化铀的燃料棒，首次插入重水堆时，重 22.2kg。如果在接下来的 19 个月中，它释放热能的功率为 372.5kW，试计算：

a. 释放的总热能 [J] 和 [Btu]；

b. 由于释放能量，燃料棒减少的重量 [g]。

高级

24-19 a. 计算图 24-3 中给出负荷曲线的系统年耗量 [TW・h]。

b. 如果单位时间内能量消耗相同，那么峰荷是多少？[GW]？

24-20 图 24-32 中，重水冷却剂经过热交换器时，温度从 294℃降低到 249℃。已知反应堆以 7.7t/s 重水的速度冷却，计算传递给热交换器的热量 [MW]（重水的热容是 4560J/kg)。

工业应用

24-21 1992 年 11 月 12 日，上午 10:09，东海岸的一台大机组跳闸，导致 18 823MW 的互联系统立刻损失 1050MW 发电量。几秒钟内，系统频率从 60Hz 降到 59.97Hz。系统其他机组出力增加，大约 7.5 分钟后，系统频率恢复为 60Hz。为弥补损失的周波，频率一段时间内升到 60Hz 以上，实现对电子钟的校正。这次事故前后的频率变化如图 24-42 所示。

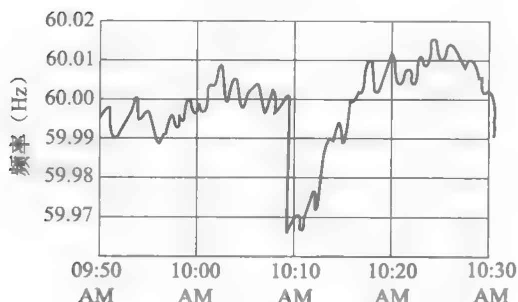


图 24-42 习题 24-21 图

计算：

a. 7.5 分钟恢复期内的平均频率；

b. 在 7.5 分钟内的周期数；

c. 如果没有发生事故，频率保持为 60Hz，6 分钟内的周期数是多少？

d. 当频率为 60Hz 时，电子钟的分针一分钟刚好转一圈。在 7.5 分钟内，分针转多少圈？以毫秒表示，分针读数的偏差是多少？

24-22 在题 24-21 中，假设 18 823MW 负荷中的一半为感应电机。有些电机驱动风扇，这类负荷的功率与频率的立方近似成正比。计算频率从 60Hz 降低到 59.97Hz 时，一台10 000马力的鼓风机减少的功率。

24-23 一个夏季度假村位于一个 55 英尺高的瀑布附近。一年中，最小流量为每分钟 270 立方英尺。假设安装一个 3 相感应电机作为发电机，试计算如果它能利用 80% 的水量，电机大约为多少马力？

24-24 假设风速为 35 英里/小时，风能利用率为 24%，用式 24.4 计算可利用的每平方米风能的功率。

24-25 一个小风机的螺旋桨直径为 1.5m，假设风速 45km/h，风能利用率 25%。估算风机功率。

24-26 图 24-40 中，叶片转速为 16.1r/min 时，额定功率为 3MW。计算：

a. 轮轴扭矩 [kN・m]；

b. 风机的额定马力。

24-27 图 24-34 中的 3 相感应发电机，输出为 750kW，电压 690V，功率因数为 0.89 滞后。试计算：

a. 发电机终端的视在功率 [kV・A]；

b. 发电机每相电流 [A]；

c. 如果发电机端功率因数为 100%，所需电容容量 [kvar]。

24-28 图 24-34 中的风机功率 P_T 为 420kW。齿轮箱损耗为 1.2%，发电机损耗为 5.4%，变压器损耗为 1.4%。试计算：

a. 注入电网净功率 [kW]；

b. 系统总效率 [%]。

24-29 图 24-35 中，换流器（5）频率为 57.6Hz，发电机为 4 极。已知齿轮箱比率为 45，试计算叶片的精确转速 [r/min]。

24-30 已知一商业建筑平均每层为 10 英尺高，计算图 24-40 中塔高相当于多少层。

24-31 图 24-38b 和表 24-3 中，叶片转速为 23.75r/min。已知感应电机输出功率为 672kW，估算损耗的热功率为多少。

24-32 计算图 24-41 中，风速为 28mi/h 时，3MW 风机的功率。

24-33 图 24-41 中，当风速为 17.5m/s，叶片转速为 19.1r/min 时，风机功率为 3MW。试计算：

a. 叶片尖的线性速度 [km/h]；

b. 叶片尖的速度与风速的比率。

24-34 计算图 24-38a 中多台风机的最大功率之和。如果一个家庭平均负荷为 5kW，那么这些风机可以向多少家庭供电？

24-35 图 13-40 中的 20 台机组如果全年满发，总电能为多少 MWh。最小发电量 89 000MWh 与理论最大值的比例。

24-36 由图 24-40、图 24-41 以及 Nakskov 风机的相关内容，计算当风速为 12.5m/s 时，发电机功率与总风能的比率 [%]。

24-37 与图 24-40 类似的，一台 3MW 风机，对应的电路图如图 24-36。风机转速为 13～20r/min，齿轮箱比率为1∶90。双馈发电机与 50Hz 的电网相连，定子为 4 极。叶片转速为 20r/min，发电机额定输出为 3MW。忽略所有元件的损耗，计算：

a. 发电机同步速度；
b. 转子转速；
c. 转差速率；
d. 转差值；
e. 定子输出 [MW]；
f. 转子向换流器（5）的输出功率 [MW]；
g. 换流器（5）和（6）中通过的功率 [MW]；
h. 换流器（5）通过的功率与风机的总功率（3MW）之比 [%]；
i. 换流器（5）的频率 [Hz]；
j. 若换流器（5）的频率为 7.6Hz，发电机次同步运行，试计算叶片的转速 [r/min]。

第25章

输　　电

25.0　引言

输电不像发电和用电那样受人关注，因此人们有时会忽视它的存在。但是输电中消耗的人力、物力远大于发电中的损耗。

电能通过架空线或者地下电缆传输。尽管导线很普通，它们的电特性却极大地影响着电能的传输。本章将研究几种类型的输电线：高压、低压、大功率、小功率、架空线、地下电缆，然后介绍一些电力系统中电压、功率的控制方法。

25.1　配电系统中的主要元件

为了向用户供应可用的电能，输配电系统必须满足一定基本条件。系统必须：

1. 始终提供用户所需电能。
2. 保持电压稳定，波动不超过±10%。
3. 保证频率波动不超过±0.1Hz。
4. 以可接受的价格供电。
5. 符合安全标准。
6. 符合环境标准。

如图25-1所示为一个输配电系统的基本结构图。其中包括 G_1、G_2 两台机组、若干个变电站、一个联络变电站、若干个商业、居民和工业负荷。电能通过超高压（EHV）、高压（HV）、中压（MV）和低压线路（LV）进行传输。电压等级如表25-1所示。

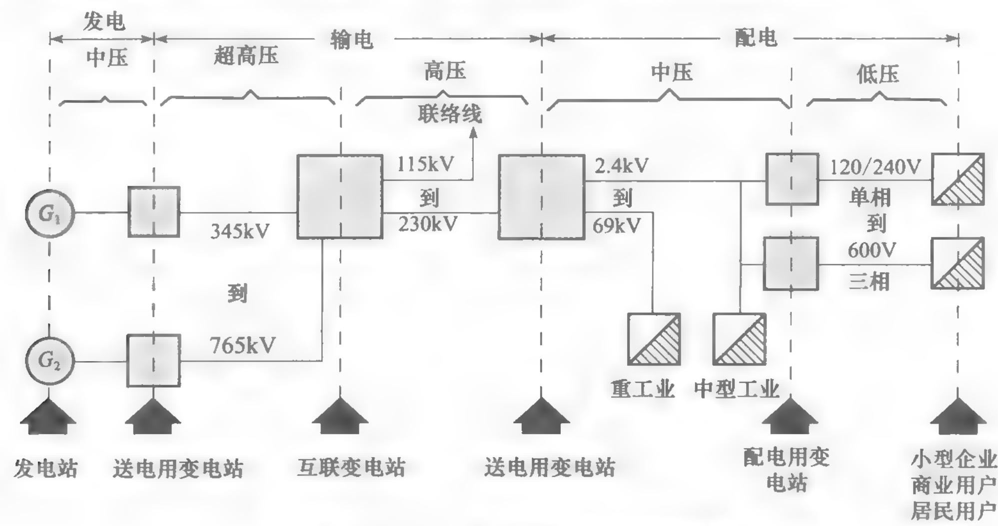


图25-1　发、输、配电系统的单相图

表25-1　工商业中所用电压等级分类

电压等级	两线	三线	四线
低压	120	120/240 □	—
	单相	单相	120/208 □

（续）

电压等级	两线	三线		四线	
		480V	□	277/480	□
LV		600V	□	347/600	□
中压		2400			
		4160	□		
		4800			
MV		6900			
		13 800	□	7200/12 470	□
		23 000		7620/13 200	□
		34 500		7970/13 800	
		46 000		14 400/24 940	□
		69 000	□	19 920/34 500	□
高压		11 500	□		
		13 800	□		
		16 100			
HV		23 000	□		
超高压		345 000	□		
		500 000	□		
EHV		735 000—765 000	□		

注：除非有特殊说明，所有电压指三相电压。

带有□符号的为常用电压。

说明：电压等级标准经 IEEE 标准委员会批准使用（1975 年 9 月 4 日）。

输电变电所（见图 25-1）通过升压或者降压变压器改变电压，通过静态无功补偿器、同步调相机、可调变压器分接头调节电压。

配电变电所通过降压变压器将中压变为低压。降压变压器通过自动分接头对低压侧电压进行调节。低压侧电压变化范围从单相 120/240V 到三相 600V。变电所向居民、商业、研究所和小型企业供电。

联络变电所将几个系统连接在一起，起到彼此间功率交换的作用，同时增加了整个电网[1]的稳定性。

为了保护价格昂贵的设备并迅速隔离系统中的故障线路，变电所内还装有断路器、熔断器、避雷器。此外，变电所中还有控制装置、测量装置、开关、电容、电抗以及其他装置。

电力公司将其电能分配系统分为两大类：

1. 输电系统：线电压大约在 115kV 到 800kV 之间。

2. 配电系统：电压在 120V 到 69kV 之间。配电系统又分为中压配电系统（2.4kV 到 69kV）和低压配电系统（120V 到 600V）。

25.2 输电线类型

输电线设计标准如下：

1. 传输的有功功率
2. 电能传输距离
3. 输电线成本
4. 美学考虑、城市阻塞、安装难度以及负荷预期增长

根据电压等级，可将输电线分为 4 类：

[1] 电网指“包括馈线、主干线路和设备的总和”（根据 IEEE 电力电子术语标准字典）。

1. **低压（LV）线路**向大楼、工厂和居民供电，驱动电机、电炉、灯、热水器和空调等。线路是被绝缘的导体，通常是铝导线，从当地柱上配电变压器到用户门口。线路可以是架空线或者地下电缆，变压器的作用类似一个小型变电所。

一些大都市中，利用600V及以下的地下电缆向工厂、居民和商场供电。这些电网在一条或多条电缆故障时能保持对用户的供电，因此供电可靠。

2. **中压（MV）线路**是把负荷中心与变电站相连的线路。电压通常在2.4kV到69kV之间。较大城市通常倾向于中压辐射状配电系统。在辐射状系统中，输电线路就像手掌一样，从一个或几个变电所向高楼、商业中心和校园等负荷中心延伸。

3. **高压（HV）线路**连接了发电厂和枢纽变电所。线路为架空线或地下电缆，电压等级低于230kV。在两个系统间传递电能的线路也属于高压线路，这些线路能提高系统的稳定性。

4. **超高压（EHV）线路**是当发电厂远离负荷中心时使用的超高压线路。将这类线路单独分类是因为它们具有特殊的电气特性。这类线路运行电压可达800kV，长度可达1000km。

25.3 电压标准

为了减少配电设备的成本，同时便于保护，标准制定部门建立了一系列输电的电压标准。表25-1中给出的标准反映了当前北美所用的电压等级。后有□的电压值是首选值。除非特别指出，所有电压都是三相的。

25.4 高压输电线路的组成部分

输电线路包括导线、绝缘子和杆塔。

1. 导线

高压线路都是裸线，采用铜绞线或者钢芯铝电缆（ACSR）。由于ACSR重量更轻，更经济，因此通常更倾向于使用ACSR。如果线路很长，需要将导线分段。必须特别注意连接点需要具有低电阻、高机械强度的特性。

2. 绝缘子

绝缘子具有支持和拉紧导线的作用，并使导线与大地绝缘。绝缘子通常是瓷的，也可采用玻璃和其他合成绝缘材料。

从电气的角度看，绝缘子必须对表面漏电流表现出较大的电阻，而且在承受高电压时应该具有足够的厚度以保证不会破裂。为了增加漏电路径长度（即增加漏电阻），绝缘子有波浪式的裙子。从机械的角度看，绝缘子必须是够坚固，以承受动态拉力和绝缘子重量。



图25-2 一个69kV的针式绝缘子断面图。基准冲击电压绝缘水平（BIL）：270kV；潮湿环境下，60Hz的闪络电压：125kV

（图片由加拿大OhioBrass有限公司提供）

绝缘子主要有两种类型：针式绝缘子和悬挂式绝缘子（见图25-2和见图25-3）。针式绝缘子有几个瓷边（裙子），导线安装在顶部。一个尖针旋进入绝缘子，并与铁塔拧在一起。

当电压超过70kV时，要用悬挂式绝缘子，绝缘子通过金属帽和金属脚穿成串。绝缘子数目取决于电压：对110kV，一般采用4～7个；对230kV，有13～16个。图25-4中显示的是735kV线路的绝缘子装置，为了满足机械强度和电气强度，采用了4串绝缘子并联的结构，每串绝缘子个数为35个。

3. 杆塔

杆塔将导线固定在对地的安全高度上，并且保证导线间具有足够的距离。对于70kV

以下的电压，可以采用装有横杆的木制电线杆。对于高电压等级，必须由两根杆子形成 H 框架。为避免腐烂，木头需要用木馏油或者特殊的金属盐进行处理。对于超高压电压等级，要用铁塔。铁塔是由很多镀锌角钢块通过螺丝拧在一起建成的。

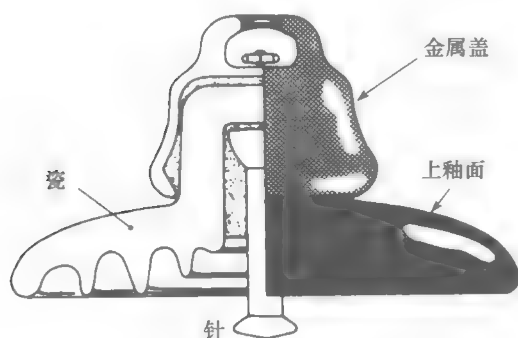


图 25-3　悬挂式绝缘子的断面图直径：254mm；BIL：125kV；潮湿环境下 60Hz 的闪络电压：50kV
（图片由加拿大 OhioBrass 有限公司提供）

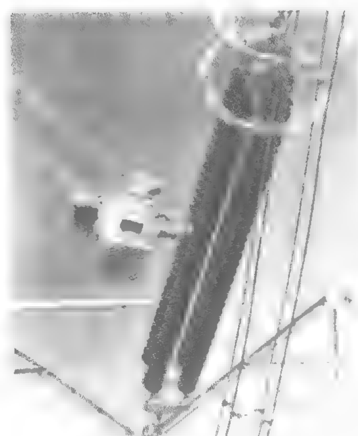


图 25-4　线路工赤手在 735kV 线路工作，他穿的是一种特殊导电服，从而身体不会出现大的电压差。在图中所示位置，他对地电压大约为 200kV
（图片由 Hydro-Québec 提供）

导线间的距离必须足够大，以防止大风情况下引起飞弧。如果塔间距离增大，或者线电压增高，则需要增加导线间距离。

25.5 导线构造

一旦确定导线尺寸、杆塔高度、杆塔间的距离（跨度），接下来需要考虑线路施工。两个杆塔（见图 25-5）间的导线不是水平的，中间部分会下垂。连接两点的直线，与导线的最低点间的垂直距离，称为弧垂。线路拉得越紧，弧垂越小。

在实际建设线路前，需要计算最大弧垂和相应的机械拉力。因为导线的长度随温度变化而变化，必须要考虑夏季到冬季的温度变化范围。若线路在冬季施工，弧垂不能过大；否则，夏季天热，线路变长，对地净距不再安全。反之，如果夏季施工，弧垂不能过小，因为冬季会太紧而拉断。风和冰雪都会增加牵引力，使得线路断掉（见图 25-6）。

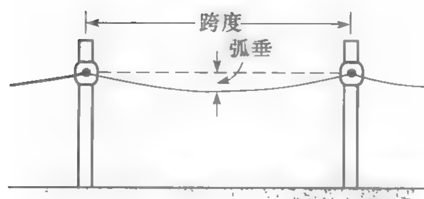


图 25-5　线路的跨度和弧垂



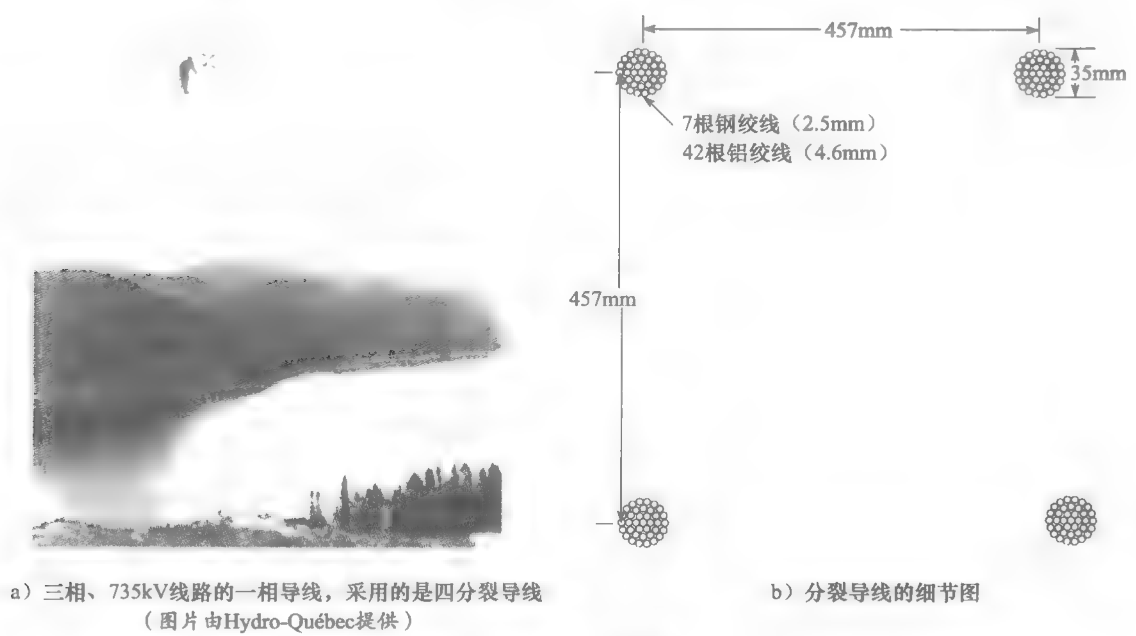
图 25-6　冬季，铁塔需要承担线路和积雪的重量
（图片由 Hydro-Québec 提供）

25.6 线路的舞动

如果在有风的情况下，线路上覆盖冰层，线路就可能发生振荡。在一定条件下，振荡可能增大为可见的舞动。舞动的线路可能导致相间短路或者线路断开。为了消除这个问题，线路上有时需要安装一些特殊的机械重物，以减少或者避免振荡。

25.7 电晕-无线电干扰

特别高的电压会导致空气电离，使得导体周围产生连续放电。放电或者电晕会使整条线路都产生损耗。此外，电晕产生的高频噪声还会干扰附近的无线接收器和电视。为了减少电晕，必须要减少导体周围的电场（V/m），可以采用增大导体直径或者采用每相二分裂、三分裂或者多分裂导线的方法（见图 25-7a 和 b）。分裂导线还可以减少线路的感应电抗，因此可以传输更大的功率。



a）三相、735kV线路的一相导线，采用的是四分裂导线（图片由Hydro-Québec提供）

b）分裂导线的细节图

图 25-7 四分裂导线

25.8 污秽

空气中的沙尘、酸雨、盐雾和其他污染物积累在绝缘子上，使绝缘子绝缘性能降低。当暴雨或者瞬时过电压时，绝缘子上的污秽物可能会导致短路。因此，停电的可能性和定期清洁绝缘子的必要性一直是供电公司关心的问题之一。

除了污秽，雷电也是需要考虑的一个问题。

25.9 雷击

尽管人们对雷击过程还不是十分清楚，但在暴雨天气下，云层中将出现电荷分离现象，正电荷上升，负电荷留在云层的下部（见图 25-8）。因此，云层中的电荷运动将建立一个电场。另外，云层下部的负电荷将地面的自由电子向下排斥。因此，地面上的区域 T 将带正电荷。云层的下部和地面将形成电场，并产生电位差。同时，区域 T 内被排斥的电子和云层上部的正电荷将形成另一个电场。

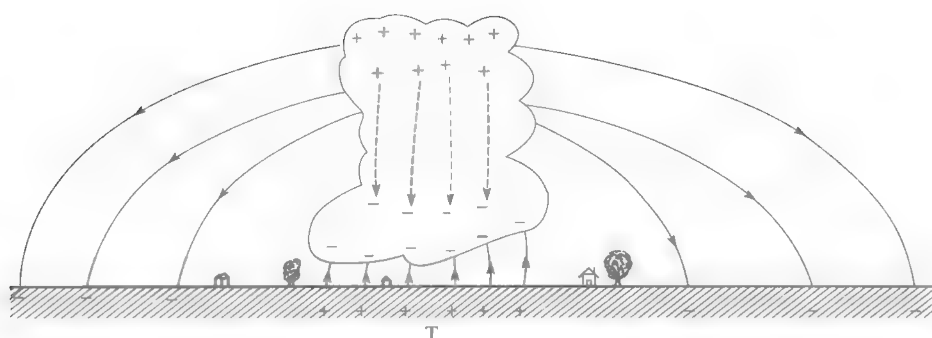


图 25-8 雷雨云形成的电场

当越来越多的正电荷移向云层上部，云层与地面间的电场越来越强。一旦达到临界电离水平，空气将被击穿。电离首先发生在教堂尖顶或者高大树木的顶端，有时会产生蓝光。过去海员看到他们船的桅杆上出现这种光，称它为圣艾尔摩之火。

当电场足够强时，闪电瞬间从云层击向地面。一个闪电可移动 0.2～20C 的电荷，对应的电位差可达几亿伏。闪电的电流在 1～2ms 内达到最大值，大约 50mc 后衰减为最大值的一半。肉眼见到的闪电通常由几个连续的闪电组成。整个放电时间可以达到 200ms。

除了云层和大地间产生的放电，云层中的正负电荷也会产生放电。

雷声是由大闪电时附近空气突然膨胀产生的超声压力波造成的。

25.10 建筑物上的避雷器

最简单的避雷器是建筑物顶端的金属针，它通过一根导线将闪电引入接地电极。这样可防止由于建筑物中通过大电流而引起的火灾或者对居民造成的危害。不要接触避雷器和其他与其连接的设备，因为这样很危险。在放电过程中，被保护的系统和大地间会有很高的电压。原因是地极和地间的电阻通常不小于 0.5Ω，因此 10kA 的放电电流将产生 5000V 的瞬间接触电压。

用于电力系统的避雷器要复杂得多。它们将闪电和高电压开关冲击波引入大地，以防止损害价格昂贵且重要的电气设备。

25.11 闪电和输电线路

当闪电击中输电线路时，它会释放大量电荷，导致线路和大地之间过电压，当过电压超过空气的介电强度，将出现闪络。线路自身放电和过电压通常在 50ms 内消失。

但是，线路和地面间的电弧（由于雷击引起的）会产生一个高度电离的通道，这相当于发生短路。因此，额定交流线电压将通过这个通道并产生一个很大的交流电流。这个电流使电弧在线路终端的断路器断开之前一直存在。断路器的最快断开时间大约为 1/15s，这近似是雷击本身持续时间的 1000 倍。

雷电直接击中线路的情况很少发生。大部分雷击发生在架空地线上。在这种情况下，电荷在线路上迅速积累，并产生一个很高的过电压。之后，积聚的电荷瞬时分成两个波，以接近光速（300m/μs）的速度向两侧运动。冲击波的大小反映了线路上各点与大地间的浪涌电压的大小（见图 25-9）。电压峰值（对应波峰处）可以达到一两百万伏。波头 ab 部分的长度大约为 300m，而尾部 bc 部分则可能延伸到几公里。

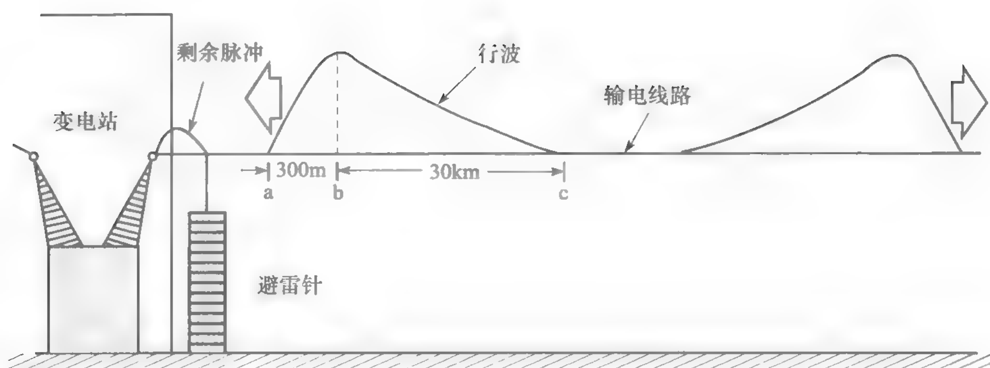


图 25-9 沿输电线的电荷流动

该冲击波还反映了线路各点的电流值。对大多数架空线，浪涌电压和浪涌电流的比值大约为 400Ω。假设某处浪涌电压为 800 000V，则该处的浪涌电流为 800 000/400＝2000A。

当冲击波沿输电线路传播时，I^2R 和电晕使其逐渐衰减，浪涌电压的峰值也随之降低。

当波遇到绝缘子时，绝缘子上会出现一个短时过电压。过电压的时间等于波穿过绝缘子所用的时间。电压从额定值升到几百千伏只需要 1μs，这相当于波头 ab 部分所用的时间。如果绝缘子无法承受这个过电压，就会发生闪络，并引起线路断路器跳闸。此外，如果绝缘子能承受这个过电压，波会继续沿输电线传播一直到变电所。当发生对地闪络时，冲击波可能会造成大灾难，变压器绕组、同步调相器、反应堆等都会被损坏，如果造成设备停运，还会有产生很高的修理费用，以及更高的停机成本等。过电压还会损坏变电站中的断路器、开关、绝缘子、继电器。为了降低变电所设备的冲击电压，在所有进线上都需要安装避雷器。

一方面，避雷器对超过某一电压水平（如 400kV 以上）的峰值电压限制。另一方面，变电站中的设备要求能够承受高于避雷器限幅电压的冲击电压，比如 550kV。因此，假设 1000kV 的浪涌电压进入变电站，变电所中 400kV 的避雷器将主要的一部分浪涌能量引向大地，使得穿过避雷器的剩余冲击波最大只有 400kV。这样就不会损害能承受 550kV 冲击波的变电站设备。

25.12 基准冲击电压绝缘水平（BIL）

对于冲击电压，绝缘材料性能如何呢？试验表明，如果冲击电压时间很短，则承受能力显著增加。为了说明这一点，假设我们对变压器做一个绝缘测试，将 60Hz 正弦电压加在线圈和地之间，然后逐步升压，直到出现击穿现象。假设该击穿电压为 46kV（有效值）或者 65kV（峰值）。

然后，在线圈和地之间加一个持续时间极短的直流冲击电压，可见，绝缘子能承受的击穿电压峰值为第一个实验的两倍（130kV）。悬挂绝缘子、套管、触发管等设备也有同样的现象，只是冲击电压与交流电压的峰值比例大概为 1.5。

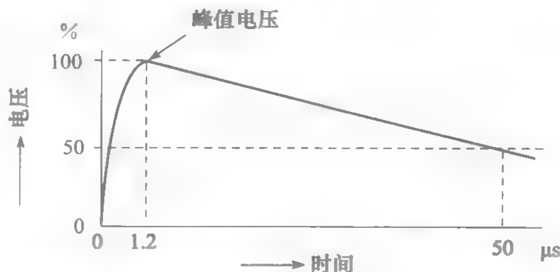


图 25-10 用来决定用电设备 BIL 的冲击电压标准形状

为了比较相似设备的冲击电压耐受水平，同时实现标准化，相关标准化制定机构对一些冲击电压的形状和峰值的定义进行了修改。图 25-10 显示了其中一种标准冲击

波。该冲击波在 1.2μs 后达到峰值，然后在 50μs 内信号衰减为峰值的一半，30kV 到 1550kV 之间的一系列固定值被用来对峰值电压进行定义（见表 25-2）。

表 25-2 1.2×50μs 脉冲试验的典型电压峰值（kV）

单位为千伏		
1550	825	250
1425	750	200
1300	650	150
1175	550	110
1050	450	90
900	350	30

冲击电压峰值是设备绝缘水平（BIL）的基本参数。因此，一个设备（变压器、绝缘子、电容、电阻、套管等）能承受一个 1.2×50μs 900kV 的冲击电压波，就称其基准冲击电压绝缘水平（或者 BIL）为 900kV。图 25-11 为绝缘子串在进行冲击电压试验。

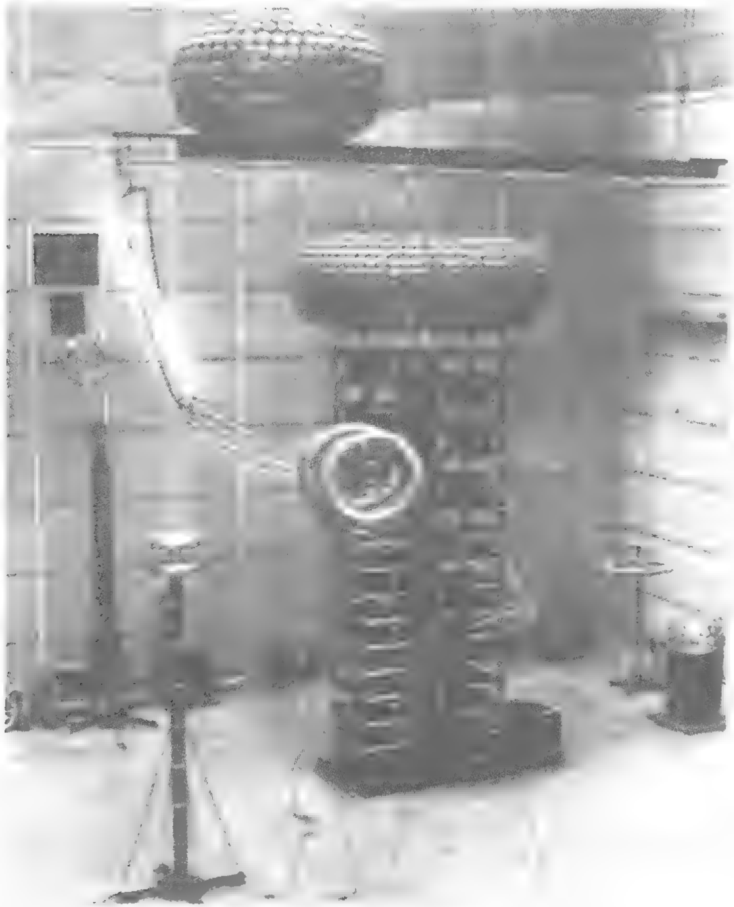


图 25-11 一个 4 000 000V 冲击电压导致一个额定电压 500kV，60Hz 的绝缘子发生闪络。这样的冲击电压提高了设备的可靠性。图中间位置的冲击电压发生器高 24m，可在 6.5MV 电势下送出 400kJ 的能量。
（图片由 IREQ 提供）

一个设备的 BIL 通常数倍高于它的额定交流运行电压。例如，某标准要求一个 69kV

的配电变压器 BIL 为 350kV。但是，BIL 和额定电压间没有固定关系。如果 BIL 升高，我们必须提高绝缘水平，这增加了设备尺寸和成本。

总之，使避雷器开始导电的电压峰值必须低于被保护的设备的 BIL。

25.13 地线

在图 25-6 中，我们可以看到两根裸导线在输电杆塔顶部。这两根导线，称为地线，用来保护线路，避免雷电击中下方的输电线路。地线通常不带电，因此使用钢线。地线通过杆塔接地。

25.14 塔基

输电杆塔与大地必须牢固相连，以确保接地阻抗很小。实际上，当线路遭到雷击，雷击电流对地放电的过程将在绝缘子中产生冲击电压。这个冲击电压可能引起绝缘子闪络，并可能引起线路停电，如下例所示。

例 25-1 铁塔支撑着一段 BIL 为 300kV 的三相、69kV 输电线路，断路器对该线路进行保护（见图 25-12）。每个铁塔的接地电阻为 20Ω，输电线路的中性点在断路器前面的变压器处牢固接地。

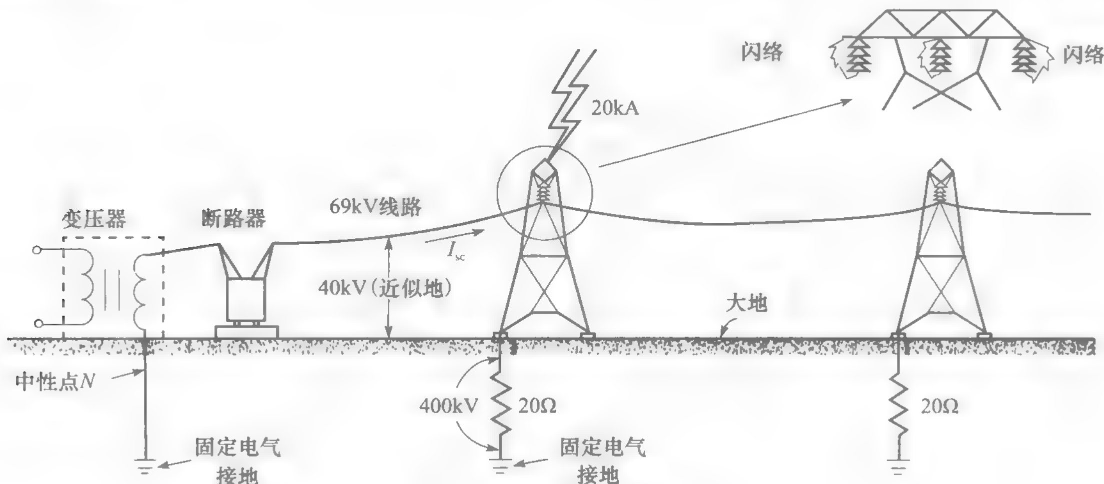


图 25-12 雷击产生的闪络

假设在一声暴雨中，一个铁塔被雷击中，雷击电流为 20kA，

a. 计算在正常情况下每相绝缘子串的电压。

b. 描述雷击中和雷击后的情况。

解 a. 在正常情况下，相电压为 $69\text{kV}/\sqrt{3}=40\text{kV}$，流经铁塔接地电阻的电流为 0，铁塔对地电势为 0。因此各相绝缘子串的电压（线路对铁塔）峰值为 $40\sqrt{2}=57\text{kV}$。

b. 当铁塔遭到雷击时，接地电阻上的电压突然上升为 $20\text{kA}\times20\Omega=400\text{kV}$，使得铁塔和地面间电压差为 400kV，3 个绝缘子串上的电势差也升到 400kV。因为这时的冲击电压超过绝缘子能承受的 300kV BIL，会立即出现绝缘子闪络，三相对铁塔横杆短路。随后，雷击引起的三相短路被三相电源提供的大电流维持。断路器动作以切除短路电流 I_{sc}，导致线路停电。◀

由于很多用户会受到负荷中断的影响，我们试图通过减小铁塔和地间电阻，来减少停电次数。在上述例子中，如果铁塔的接地电阻为 10Ω 而不是 20Ω，通过绝缘子的冲击电压

将只有 200kV，就不会引起闪络。

注意，20kA 的雷击电流很常见，它们的持续时间只有几个毫秒。

另一种避免停电的方法是使用自动重合闸，它能够在断开几个周期后自动重合，此时雷击的干扰已经消失，系统可以恢复正常运行。

25.15 输电线路的基本任务

输电或者配电线路的基本功能是将有功功率（千瓦）从一点传递到另一点。如果线路还需要传输无功功率，无功功率应该尽可能少。另外，输电线路还应有以下特点：

1. 负荷大小从 0 到额定负荷时，从电源到负荷的整条线路上的电压应该尽可能相同。
2. 线路损耗要小，以保证高的传输效率。
3. I^2R 的损耗不会使导线过热。

如果线路不能满足上述要求，则需要增加辅助设备，例如电容器、电抗器等。

25.16 等值电路

尽管容量、电压等级、长度、机械结构存在巨大差异，输电线路的电气特性相似。事实上，交流线路都拥有电阻 R、电抗 X_L 和电容 X_C。这些阻抗在线路上均匀分布。因此，我们可以通过一系列相同的线路来表示输电线路，如图 25-13 所示。每部分表示一段线路（例如 1km），符号 r、x_L、x_C 表示单位长度的阻抗。

通过将各电阻 r 合成为一个总电阻 R，我们可以简化图 25-13 的电路。同样，可以将各 x_L 合成为一个总电抗 X_L。各 x_C 合成为一个总电容 X_C，注意各电容是并联的。通常，假设总电容 X_C 由两部分组成，每部分的值为 $2X_C$，分别位于线路两端。对于长度小于 250km 的 50Hz 或 60Hz 线路，图 25-14 是一个很好的近似等值电路。注意如果线路长度增加，R 和 X_L 将增大，X_C 将减小。

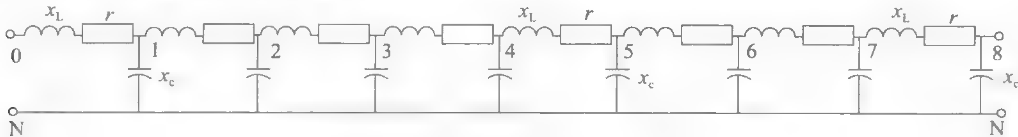


图 25-13 输电线路的分布阻抗

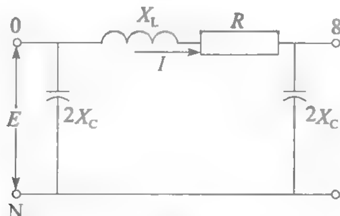


图 25-14 电线路的等值电路

图 25-14 所示的等值电路也可以用来表示三相线路的一相。电流 I 对应于一相线路的电流，E 是该相导线和中性线间的电压。

25.17 典型阻抗值

表 25-3 给出实际输电线路在 60Hz 下每公里电抗和电容典型值。令人惊讶的是，对于所有架空线路，单位长度的阻抗值都相当固定。因此不管输电线路电压多高，也不管传输的功率大小，x_L 大约取为 0.5Ω/km，x_C 大约为 300 000Ω/km。

表 25-3 3 相，60Hz 每公里线路的典型阻抗值

线路类型	$x_L[\Omega]$	$x_C[\Omega]$
架空线	0.5	300 000
地下电缆	0.1	3000

地下电缆的情况也相同，只是三相电缆的电抗和电容都要小得多。x_C 大约是架空线路的百分之一，而 x_L 大约是五分之一。这个特性直接影响到交流功率通过电缆能够传输的最大距离。

单位长度的电阻 r 取决于导线的尺寸。但是，尺寸变化范围很大，不能对 r 指定典型值。表 25-4 给出了几种典型架空线路的电阻和载流量。

表 25-4 一些架空裸导线的电阻值和载流量

导体尺寸		在 75℃ 下的电阻		露天载流量*	
AWG	截面积 [mm²]	铜 [Ω/km]	ACSR[Ω/km]	铜[A]	ACSR[A]
10	5.3	3.9	6.7	70	—
7	10.6	2.0	3.3	110	
4	21.1	0.91	1.7	180	140
1	42.4	0.50	0.90	270	200
3/0	85	0.25	0.47	420	300
300kcmil	152	0.14	0.22	600	500
600kcmil	304	0.072	0.11	950	750
1000kcmil	507	0.045	0.065	1300	1050

注：* 列出的载流量指的是可用的最大值，并没有考虑线路过热产生的影响。实际上线路电流可能只有以上值的四分之一。

例 25-2 一条长度为 50km 的三相、230kV 输电线路，采用截面积为 1000kcmil 的 ACSR 导线。电源端线电压为 230kV，负荷端线电压为 220kV。

a. 画出单相的等值电路。

b. 画出三相等值电路。

解 a. 根据表 25-3 和 25-4，线路单位长度的近似阻抗为

$$r = 0.065\Omega/\text{km}$$
$$X_L = 0.65\Omega/\text{km}$$
$$X_C = 300\text{k}\Omega/\text{km}$$

单相线路阻抗为

$$R = 0.065 \times 50 = 3.25\Omega$$
$$X_L = 0.5 \times 50 = 25\Omega$$
$$X_C = 300\,000/50 = 6000\Omega$$

相电压为：电源点 $230/\sqrt{3} = 133\text{kV}$，负荷点 $220/\sqrt{3} = 127\text{kV}$。单相等值电路如图 25-15 所示。

b. 图 25-16 为三相等值电路，注意线路电容的作用相当于 6 个对地电容。如果电源和负荷的中性点不接地，这个电路仍成立。各个电容上的电压为 $E_C = E/\sqrt{3}$，这里 E 为电源侧或者负荷侧的线电压。因此，如果电源侧线电压为 230kV，负荷侧为 220kV，那么各个电容上的电压为

$$E_{CS} = 230/\sqrt{3} = 133\text{kV}$$
$$E_{CL} = 220/\sqrt{3} = 127\text{kV}$$

◀

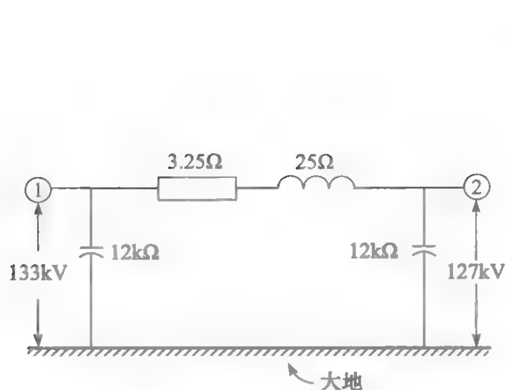


图 25-15　一相等值电路（例 25-2）

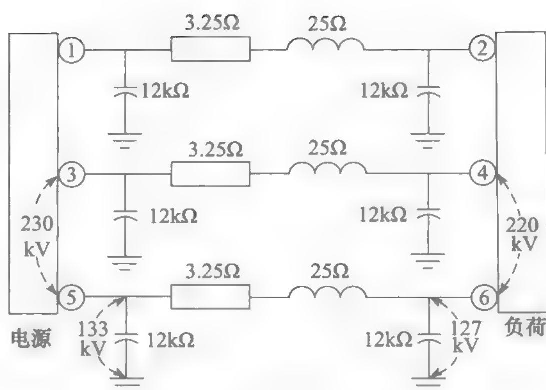


图 25-16　三相线路等值电路

25.18　简化的等效电路

有时可以通过去掉图 25-14 中一个、两个或者全部元件，对输电线路等效电路进行简化。简化是否有效，取决于线路的有功功率 P_J、无功功率 Q_L、线路充电功率 Q_C 与传输到负荷的有功功率 P 的大小之比。图 25-17 中，

$P =$ 负荷消耗的有功

$P_J = I^2R$，线路消耗的有功

$Q_L = I^2X_L$，线路吸收的无功

$Q_C = E^2/X_C$，线路产生的无功

（假设电源和负荷电压幅值相等）

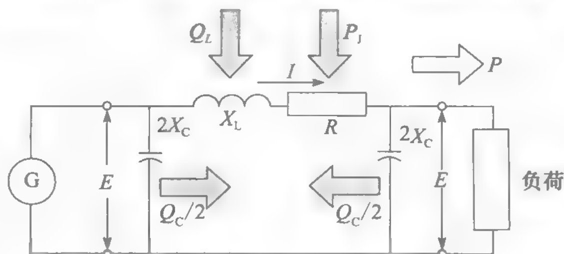


图 25-17　线路的有功和无功功率

除了 P，其他几个功率都和线路长度成正比。如果其中一个功率——P_J、Q_L 或 Q_C——与 P 相比可以忽略，那么可以去掉相应的元件。

例如，低压线路长度短、电压低，E^2/X_C 可以忽略不计。因此，低压线路可以用图 25-18 中的电路表示。如果导线截面小，比如室内线路，这使得电阻比电抗大，如图 25-18 中的电抗就也可以忽略。

另一方面，超高压输电线路较长，所以与线路电容和电抗有关的无功功率就变得很重要。此外，由于输电效率高，使得损耗 I^2R 小。因此，相应的等效电路可以用图 25-19 表示。

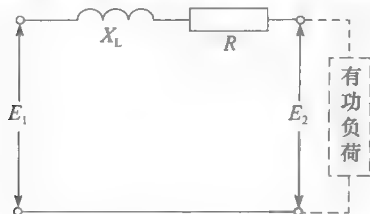


图 25-18　低压短线路的等值电路

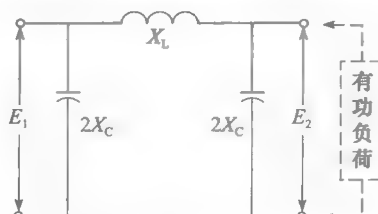


图 25-19　高压长线路的等值电路

一般，中压和高压线路可以用一个简单的感性电抗表示，在介绍线路特性中，我们将采用这个模型。

例 25-3　图 25-16 中，输电线路向三相负荷输送 300MW 的功率。如果送端（电源）和受端（负荷）的电压都是 230kV，试问：

a. 和线路相关的有功和无功。

b. 单相近似等值电路。

解 根据图 25-20，有

a. 负荷处的相电压为

$$E = 230/\sqrt{3} = 133\text{k}\Omega$$

每相传输到负荷的有功

$$P = 300\text{MW}/3 = 100\text{MW}$$

负荷电流

$$I = 100\text{MW}/133\text{kV} = 750\text{A}$$

如果暂时忽略和负荷并联的 12kΩ 电容，线路电流与负荷电流相等（见图 25-20b）。线路损耗 I^2R 为

$$P_J = I^2R = 3.25 \times 750^2 = 1.83\text{MW}(P \text{ 的 } 1.8\%)$$

线路吸收的无功为

$$Q_L = I^2X_L = 25 \times 750^2 = 14.1\text{Mvar}(P \text{ 的 } 14\%)$$

线路末端产生的无功为

$$Q = E^2/X_C = 133\,000^2/12\,000 = 1.47\text{Mvar}$$

线路产生的总无功为

$$Q_C = 2 \times 1.47 = 3\text{Mvar}(P \text{ 的 } 3\%)$$

b. 比较 P_J、Q_L、Q_C 与 P，显然，我们可以忽略线路的电阻和电容。等值电路只有一个 25Ω 的感性电抗（见图 25-20c）。

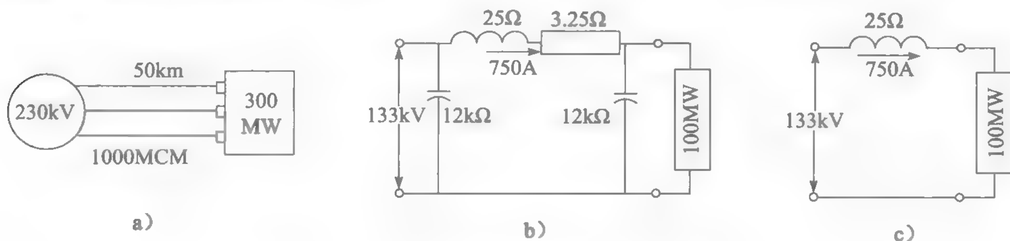


图 25-20 735kV 线路的逐步简化过程（例 25-3） ◀

25.19 输电线路的电压偏移和输电容量

电压偏移和输电容量是输电线路的两个重要特征。因此，在负荷变动的情况下，输电线路的电压应该尽可能保持不变。通常，当负荷在 0 到满负荷间波动时，电压偏移应该不超过额定电压的 5%（尽管有时能接受±10%的电压偏移）。

一条输电线的传输功率不能超过其传输容量。能从电源传输到负荷的功率取决于线路的阻抗。我们主要对有功功率的传输感兴趣，因为只有有功功率才能做功。为了确定线路的电压调整和传输容量，我们对以下四种输电线路进行分析：

1. 电阻性线路；
2. 电感性线路；
3. 带补偿的感性线路；
4. 连接两系统的电感性线路。

在我们的分析中，线路连接了负荷（受端）R 和电源（送端）S。负荷的阻抗可以是

从空载到短路的任何值。但是我们仅仅对线路传输的有功感兴趣。因此，负荷可以用一个吸收功率为 P 的可变电阻表示。送端电压 E_S 是固定值，而受端电压 E_R 则取决于负荷的功率。

25.20　阻性线路

图 25-21a 中输电线路电阻为 R。从开路开始，我们逐步减少负荷电阻，直到为零。在这个过程中，观察受端负荷的电压 E_R 和有功 P。如果给定数值，简单的仿真计算就能得到 E_R 和 P 的函数关系图。不过我们更希望得到在任意输电线路电阻 R 下，E_R 和 P 的通用关系曲线。

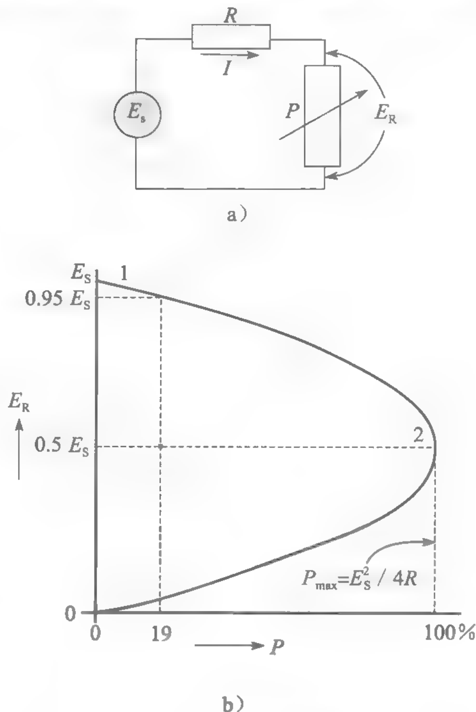


图 25-21　电阻线路的特性

通用曲线如图 25-21b 所示，从中可以得到如下信息：

a. 传输到负荷的最大功率

$$P_{max} = E_S^2/4R \tag{25.1}$$

此时，受端电压为

$$E_R = 0.5E_S$$

b. 当负荷阻抗和线路阻抗相等时，传输到负荷的功率最大。

c. 如果最大电压偏移率为 5%（$E_R = 0.95E_S$），由图 25-21b 可见传输到负荷的功率只有 P_{max} 的 19%。线路如果要传输更多的功率，负荷侧电压 E_R 就会过低。

注意，送端输出功率为负荷吸收的功率 P 与线路损耗 I^2R 之和。

例 25-4 单相线路的电阻为 10Ω，与电压为 1000V 的送端相连。

计算：

a. 线路可传输到负荷的最大功率

b. 如果受端电压为 950V，求受端功率

解　a. 线路传输到负荷的最大功率为

$$P_{max} = E_S^2/4R = 1000^2/(4 \times 10) = 25\text{kW}$$

b. 如果受端电压为 950V，线路上的压降为

$$E_S - E_R = 1000 - 950 = 50\text{V}$$

线路电流为

$$I = (E_S - E_R)/R = 50/10 = 5\text{A}$$

受端功率为

$$P = E_S I = 950 \times 5 = 4750\text{W} = 4.75\text{kW}$$

注意，4.75kW/25kW=0.19，或者说 19%，这与图 25-21b 中的比例相同。◀

25.21　感性线路

若线路电阻可忽略，电感为 X（如图 25-22a 所示）。假设受端功率因数为 1，即可以

用一个吸收功率为 P 的可变电阻表示负荷。与电阻线路一样，负荷增加，电压 E_R 减小，但是电压偏移曲线形状稍有不同（见图 25-22b）。事实上，E_R 和 P 的通用关系曲线反映了如下信息：

a. 能够传输到负荷的最大功率是

$$P_{max} = E_S^2/2X \tag{25.2}$$

相应的受端电压为

$$E_R = 0.707E_S$$

因此，对于给定的阻抗和送端电压，电感性线路可送的功率是电阻性线路的两倍（比较 $P_{max}=E_s^2/2X$ 和 $P_{max}=E_s^2/4R$）。

b. 当送到负荷的功率最大时，负荷的电阻等于线路的电抗。

c. 如果最大电压偏移率为5%，由图 25-22b 可见，传输到负荷的功率为 P_{max} 的60%。因此，对于给定的线路阻抗和5%的最大电压偏移率，电感性线路传输的有功是电阻性线路的6倍。

电源需要提供负荷消耗的有功 P 和线路吸收的无功 I^2X。

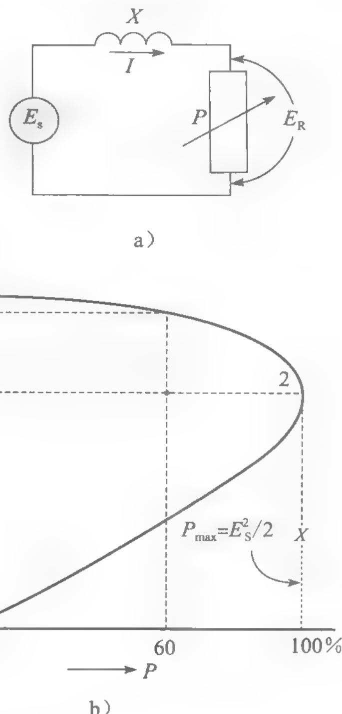


图 25-22 电感性线路的特性

例 25-5 单相线路的感性电抗为 10Ω，与电压为 1000V 的送端相连。计算：

a. 线路能传输到负荷的最大功率；

b. 相应的受端电压；

c. 如果受端电压为 950V，求受端功率。

解 a. 线路能传输到负荷的最大功率

$$P_{max} = E_S^2/2X = 1000^2/2\times10 = 50\text{kW}$$

b. 根据图 25-22b，相应的受端电压为

$$E_R = 0.707E_S = 0.707\times1000 = 707\text{V}$$

c. 为了计算 $E_R=950\text{V}$ 时的受端电压，先计算电流。以 $E_R=950\text{V}$ 为参考相量，对图 25.23 中的线路画出相量图。

因为负荷是电阻，电流 I 与 E_R 相角相同。我们可以写出

$$E_S = E_R + jIX = 950 + 10jI$$

这个等式对应于图 25-24 的相量图。从图中我们可以写出，

$$E_S^2 = E_R^2 + (10I)^2$$

$$1000^2 = 950^2 + 100I^2$$

因此

$$I = \sqrt{975} = 31.22\text{A}$$

因此，受端的功率为

$$P = E_S I = 950\times31.22 = 29.66\text{kW}$$

注意与图 25-22 中曲线显示一样，29.66kW 等于 P_{max}(50kW) 的 60%。 ◀

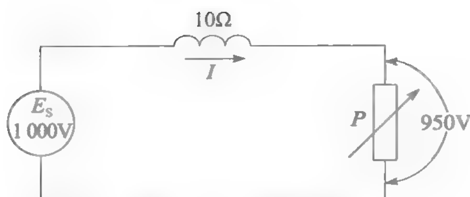


图 25-23 见例 25-5

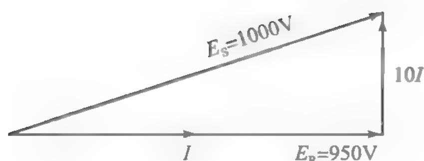


图 25-24 见例 25-5

25.22 带补偿的感性线路

通过在感性线路的负荷端并联可变电容 X_C（见图 25-25a），可以提高电压调整能力和输电容量。事实上，通过调整 X_C 的值，使电容提供的无功功率 E_S^2/X_C 总等于线路所吸收的无功功率 I^2X 的一半，我们将得到理想的电压偏移特性。对于这样的补偿电路，不管负荷消耗的功率 P 是多少，受端的电压 E_R 总是等于送端的电压 E_S。

但是，线路所能传输的功率仍然有上限。仔细分析后发现，在传输功率达到最大功率之前负荷电压能保持为固定值（$E_R=E_S$），最大传输功率为：

$$P_{max} = E_S^2/X \tag{25.3}$$

超过这个极限后，E_R 逐步沿对角线降到零，如图 25-25b 所示。注意到：

a. 在负荷功率达到极限值 $P_{max}=E_S^2/X$ 之前，电压偏移量为零。

b. 被补偿的感性电路可输送的功率（P_{max}）是未补偿电路的两倍。此外，被补偿的感性电路还可以保证负荷电压。

线路吸收的无功功率 I^2X_L 由电容 X_C 供应一半，剩下一半由送端 E_S 提供。如果需要，我们还可以在线路输入端增加一个电容 X_C（见图 25-25a 中的虚线）。这样电源仅仅提供有功功率 P，线路吸收的无功功率完全由两端的电容提供。

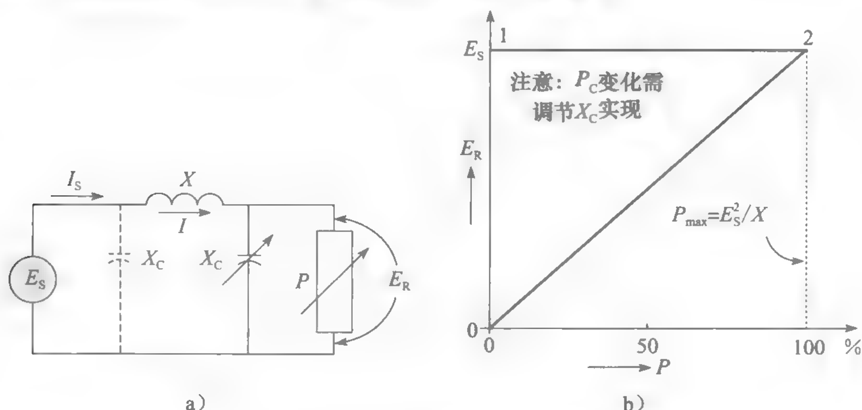


图 25-25 全补偿感性线路特性

例 25-6 单相感性线路的电抗 X 为 10Ω，送端电压为 1000V。如果全补偿，计算：

a. 线路传输到电阻负荷的最大功率；

b. （a）中，受端需要安装的电容；

c. 如果受端功率为 40kW，受端需要安装的电容是多少？

解 a. 传输到受端的最大功率为

$$P_{max} = E_S^2/X = 1000^2/10 = 100\text{kW}$$

b. 图 25-26 显示了含电容的补偿电路，流过电容电流为 I_C。图 25-27 所示相量图给出求解 X_C 的思路。以 $E_R=1000$V 为参考相，得到：

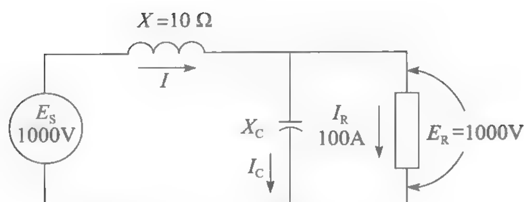


图 25-26 例 25-6 图

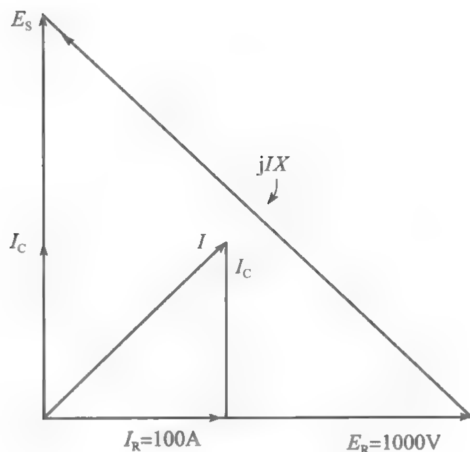


图 25-27 例 25-6 图

经过电阻的电流是

$$I_R = P_{max}/E_R = 100\ 000/1000 = 100\text{A}$$

电流 I_C 超前 E_R 90°。

X_C 产生的无功功率为

$$Q_C = E_R I_C = 1000 I_C$$

线路电流 I 为

$$I = \sqrt{I_C^2 + I_R^2} = \sqrt{I_C^2 + 100^2}$$

线路吸收的无功功率为

$$Q_L = I^2 X = (I_C^2 + 100^2) \times 10$$

对于全补偿电路

$$Q_C = 0.5 Q_L$$

因此

$$1000 I_C = 5(I_C{}^2 + 100^2)$$

$$5I_C^2 - 1000 I_C + 5 \times 10^4 = 0$$

解二次方程，得到

$$I_C = 100\text{A}$$

X_C 的值为

$$X_C = E_R / I_C = 1000/100 = 10\Omega$$

在图 25-27 中，I_C=100A 意味着电流 I 超前 E_R 45°。对应地，E_S 超前 E_R 90°。因此，当 E_S 与 E_R 间相角为 90°时，传输功率最大。这与 16.23 节中的公式 16.8 一致。

c. 如果负荷为 40kW，负荷电流为

$$I_R = P/E_R = 40\ 000/1000 = 40\text{A}$$

假设电容电流为 I_C，线路电流为

$$I = \sqrt{I_C^2 + I_R^2} = \sqrt{I_C^2 + 40^2}$$

X_C 产生的无功功率为

$$Q_C = I_C E_R = 1000 I_C$$

线路吸收的无功功率为

$$Q_L = I^2 X = (40^2 + I_C^2) \times 10$$

全补偿要求

$$Q_C = 0.5 Q_L$$

$$1000I_C = 5\times(40^2 + I_C^2)$$

求解该方程，得：

$$I_C = 8.35\text{A}$$

X_C 值为

$$X_C = \frac{E_R}{I_C} = \frac{1000}{8.35} = 119.8\Omega$$

这个全补偿电路的电路图和相量图如图 25-28 所示。

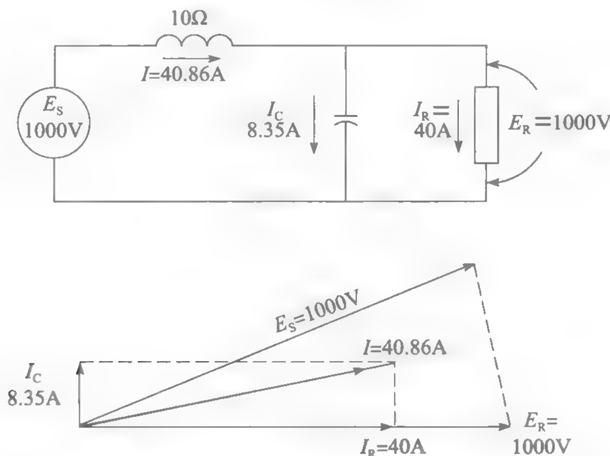


图 25-28 例 25-6 图

注意到尽管 E_R 与 E_S 幅值相同，但 E_R 滞后于 E_S。

25.23 连接两系统的电感性线路

城市和地区电力用户通过输电系统连接，这样的互连增加了电力系统的稳定性，增强了系统承受瞬时短路或其他扰动的能力，联络线也使得电力公司间的能量交换成为可能。系统的频率只有一个，即 60Hz。

地区大用户的电压，包括相角和幅值，是相互独立的。实际上，由于它们功率大，地区用户可以看作独立、无穷大母线。如果这两个区域间增加一条线路，会出现什么情况呢？

图 25-29 所示为区域用户 S 和 R 通过感性线路相连的等效电感电路。假设两端电压 E_S 和 E_R 固定，幅值都为 E。对于两区域用户间的有功功率交换，我们考虑以下几种可能性：

1. E_S 和 E_R 相角相同；
2. E_S 超前 E_R 相角 δ；
3. E_S 滞后 E_R 相角 δ。

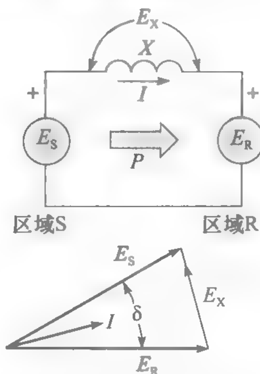


图 25-29 E_S 超前 E_R

1. E_S 和 E_R 相角相同。这种情况下，线路电流为零，没有功率的传输。

2. E_S 超前 E_R 相角 δ。（参见图 25-29）。区域 S 向区域 R 供电，参考相量图可以证明（见本书 16.23 节），传输电能为：

$$P = \frac{E^2}{X}\sin\delta \qquad (25.4)$$

式中，

P=每相传输的有功功率（MW）[⊖]；

⊖ 在这个方程中，如果 E 是线电压，P 就是三相线路传输的总有功功率。

E=相电压（kV）；

X=每相线路的电抗（Ω）；

δ=线路两端的电压相角差（°）。

由图 25-30a 可见区域 S 和区域 R 间的传输功率是两区域间相角差的函数。注意传输的功率随相角差的增加而增加，相角差达到 90°时，传输功率达到最大，等于$\frac{E^2}{X}$。实际上，如同我们已经研究过的其他线路一样，连接两区域的线路能传输的功率也有上限。功率上限同带补偿的感性线路相同。尽管当相角差超过 90°时，系统仍然能传输功率，但是因为这是一种不稳定运行模式，因此需要避免这种情况的发生。如果 δ 接近 90°，则两区域处于分裂点，线路断路器会跳闸。

由图 25-30b 可见负荷电压 E_R 是传输功率的函数。它是一条水平线，先从零到达最大值 $P=\frac{E^2}{X}$，然后再返回零（虚线）。这条电压调整曲线应该和图 25-25b 带补偿感性线路的电压调整曲线进行比较。

注意，即使 E_S 和 E_R 幅值一样，电压跌落 E_X 还是很大的（见图 25-29）。此外，随着 E_S 和 E_R 间相角差的增大，E_X 增加。

3. E_S 滞后 E_R 相角 δ。（参见图 25-31）。传输的有功功率与上面情况相同，只是方向相反，从区域 R 向区域 S 输送。有功和相角的关系如图 25-30a 所示。

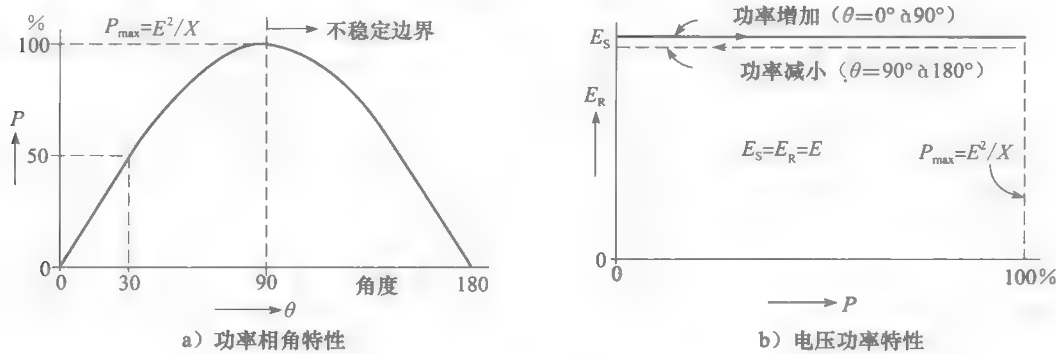


图 25-30 电压、相角与功率间关系

比较图 25-29 和图 25-31 可见，功率传输的方向不依赖于 E_S 和 E_R 的幅值（值相同），而仅仅取决于相角差。线路上的有功功率总是从相角超前一端流向相角滞后一端的。

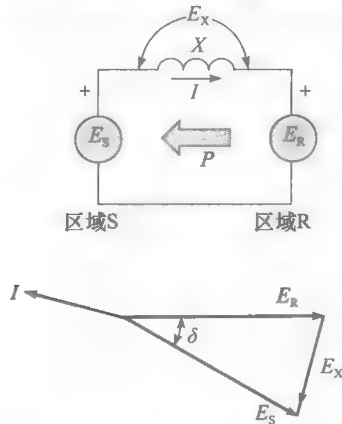


图 25-31 E_R 超前 E_S

25.24　功率传输小结

总之，线路可传输容量是有一定限制的，所能传输的最大功率与送端电压的平方成正比，与线路的阻抗成反比。通过图 25-32 可以比较我们已经讨论过的四种线路模型的功率和电压。每个模型的阻抗都是 10Ω，送端电压 E_S 为 1000V。显然随着线路感性的增加，E_R 和 P 的关系曲线越来越平。

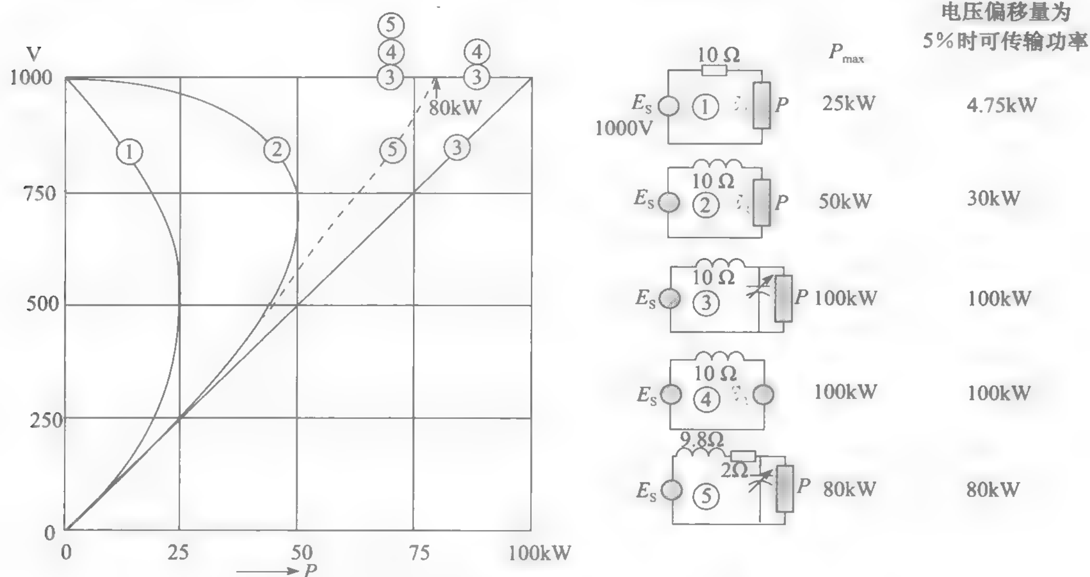


图 25-32　不同输电线路的传输能力比较

图 25-32 右侧的表格表示当电压偏移量不大于 5%时可传输的最大功率。因此，电阻性线路可以传输 4.75kW，而电感性线路可以传输 30kW。

因为所有的线路都存在电阻，我们也作出了电抗为 9.8Ω、电阻为 2Ω 带补偿线路的电压-功率曲线（曲线 5）。第 5 条线路的阻抗也是 10Ω，但是最大可传输功率从无电阻时的 100kW 降低到 80kW。

实际上，电压和功率的值远高于上述例子。但是，分析方法是相同的。

25.25　线路电压的选择

我们已经知道在给定的电压偏移下，对于给定的线路，最大可传输功率 P_{max} 与 E^2/Z 成正比，这里 E 是线路电压，Z 是线路阻抗，即：

$$P_{max} \propto \frac{E^2}{Z}$$

因此

$$E^2 \propto P_{max} Z$$

因为 Z 与线路长度成正比，线路的电压可以推导得到：

$$E = k\sqrt{Pl} \tag{25.5}$$

式中，

E=三相线电压［kV］

P=传输功率［kW］

l=线路长度［km］

k=与线路类型、允许电压偏移有关的系数。

典型值为：

$k=0.1$，对于电压5%的无补偿线路；

$k=0.06$，对于有补偿线路；

公式（25.5）是一个近似值，但是给出了电压 E 级数的概念。这个值的最终选择取决于经济因素和技术参数。通常，实际电压选择在 $0.6E \sim 1.5E$ 之间。

例 25-7 现要在20km距离外对一个10MW的功率因数为1的负荷供电，已知线路是无补偿的，

a. 计算线路电压

b. 选择合适的导线尺寸

c. 计算电压调节

解 a. 因为线路无补偿，假设 $k=0.1$。10MW=10 000kW，所以，

$$E = k\sqrt{Pl} = 0.1\sqrt{10\,000 \times 20} = 44.7\text{kV}$$

可以采用 0.6×44.7kV（=27kV）到 1.5×44.7kV（=67kV）之间的任何电压。选择标准线电压 34.5kV。相电压为 $E = 34.5/\sqrt{3} = 19.9\text{kV}$。

b. 导线尺寸主要取决于传输电流。传输电流为

$$I = S/(\sqrt{3}E) = 10 \times 10^6/(1.73 \times 34\,500) = 167\text{A}$$

根据表25-4，我们可以采用1号ACSR导线：

$$\text{载流容量} = 200\text{A}$$

$$R = 0.9\Omega/\text{km} \times 20\text{km} = 18\Omega$$

由表25-3

$$X_L = 0.5\Omega/\text{km} \times 20\text{km} = 10\Omega$$

c. 线路的 IR 降为

$$IR = 167 \times 18 = 3006\text{V}$$

IX_L 降为：

$$IX_L = 167 \times 10 = 1670\text{V}$$

负荷的相电压是19 900V。单相的完整电路图如图25-33a所示。相应的相量图如图25-33b所示。送端的电压可由以下公式计算得出：

$$E_S = \sqrt{(19\,900 + 3006)^2 + 1670^2} = 22\,967\text{V}$$

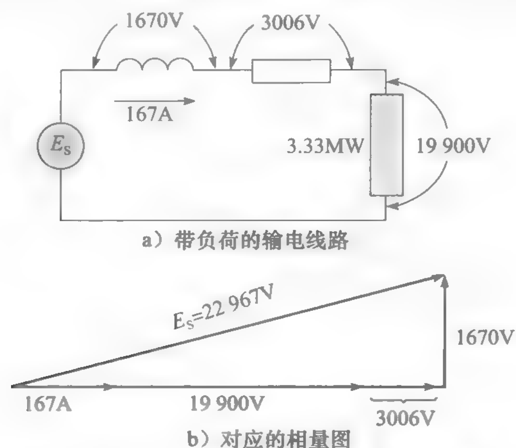


图25-33 带负荷的输电线路及对应相量图

如果去掉负荷，则 E_R 会上升到 22 976V。因此，电压偏移量为

$$电压偏移量 = (22\,967 - 19\,000)/19\,000 = 3\,967/19\,000 = 0.209 或 20.9\%$$

注意：这条中等电压等级的线路电阻要大于电感。◄

25.26 增加输电容量的方法

高压线路主要呈感性，电抗为 0.5Ω/km，这为我们远距离大功率送电带来不小的困难。假设通过 400km 线路传送 4000MW 功率，线路的单相电抗为 400km×0.5Ω/km＝2000Ω。实际上，线电压最高可以达到 800kV，因此三相线路能够传送的功率不超过：

$$P_{max} = E^2/X = 800^2/200 = 3200\text{MW} \tag{25.3}$$

为了传送 4000MW 的功率，唯一的方法就是采用双回线。注意到，因为是线路的电抗而非电阻决定了线路可以传输的最大功率，因此，增加线路的尺寸也无济于事。

双回路也可以在一条线路因为故障而断开时增加系统的安全性。在这种情况下，如果一条线路断开，另外一条线路仍然能够输送需要的功率。

为了传送大功率，有时候采用在空旷地带沿着相同走廊架设两条、三条，甚至四条平行线路的方式（见图 25-34）。除了费用高之外，架设平行线路还涉及土地征用方面的严重问题。因此，有时候也用特殊的方法来提高线路的传输容量。实际上，当我们不能进一步提高线路电压的时候，往往通过大幅提高导线有效半径的方式，来降低线路的电抗。此时每相线路采用多条导线，并用间隔装置隔开。这种分裂导线可以使线路电抗降低幅度多达 40%，从而使线路输电能力提高 67%。

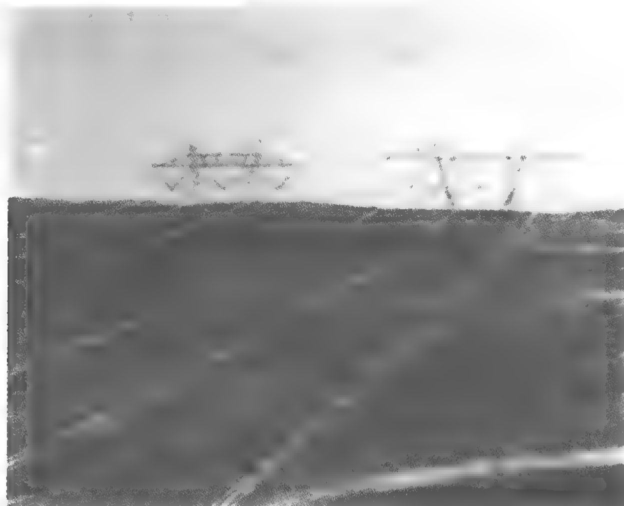


图 25-34　向大城市传输电能的两条 735kV 并行线路。每相均为四分裂导线（见图 25-7）
（图片由 Hydro-Québec 提供）

另外一种人为降低 X_L 方式是在三相线路上串联电容器。在这种情况下，最大传输功率为：

$$P_{max} = E^2/(X_L - X_{CS}) \tag{25.6}$$

其中 X_{CS} 是每相串联电容的电抗。串联电容补偿也用于在负荷快速波动时对中压线路进行电压调整。

25.27 超高压线路

超高压会引发一些特别的问题，需要安装大型补偿装置来调节电压和保证稳定性。这些装置包括同步电容器、电感电抗、静态无功补偿器以及串并联电容。

为了了解这些装置的作用，并理解相关的功率概念，以 3 相、735kV、60Hz、600km 长的线路为例。线路电压为 727kV，其电感电抗和电容电抗分别为 0.5Ω/kΩ 和 300kΩ/km。首先定义每相输电线路的等效电路：

送端相电压为：

$$E_S = 727/\sqrt{3} = 420\text{kV}$$

单相电感电抗为：

$$X_L = 0.5 \times 600 = 300\Omega$$

单相电容电抗为：

$$X_C = 300\text{k}\Omega/600 = 500\Omega$$

线路末端的等效电容电抗为：

$$X_{C1} = X_{C2} = 2 \times 500\Omega = 1000\Omega$$

单相等效电路如图 25-35 所示。我们将在空载和满载的情况下分别研究线路的运行情况。

空载运行

在空载的情况下，X_L 和 X_{C2} 会产生局部谐振，受端电压 E_R 将会升高到 600kV：

$$E_R = E_S \times \frac{X_{C2}}{X_{C2} - X_L} = 420\text{kV} \times \frac{1000\Omega}{1000\Omega - 300\Omega} = 600\text{kV}$$

这比额定电压 420kV（见图 25-35）高出了 43%。这样的非正常高电压是不可接受的。降低这个电压唯一的可行方法是在线路末端连接一个感性电抗 X_{L2}（见图 25-36）。若 X_{L2} 和 X_{C2} 相等，并联谐振将会使 E_R 回到 420kV。实际上，由 X_{C2} 产生的无功功率（$420^2/1000=176$Mvar）完全被 X_{L2} 吸收。因此，每相 X_{L2} 必须具有 176Mvar 的容量。

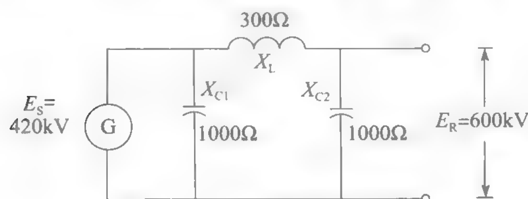


图 25-35 超高压输电线路空载

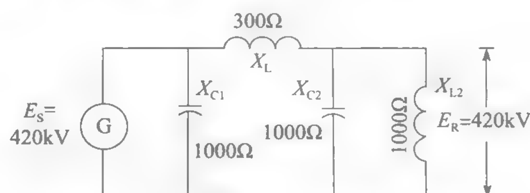


图 25-36 超高压输电线路电抗补偿

尽管有了电感补偿，仍然存在由 X_{C1} 产生的无功功率 176Mvar，这些无功必须由同步发电机 G 吸收。但这样会导致发电机过压，除非降低励磁电压（见图 16-13）。但是降低励磁电压会导致不稳定，一般不被采用。因此，必须在发电机附近安装另外一个容量为 176Mvar 的电感电抗。在超远距离（500～1500km）输电的情况下，通常是将若干个电感电抗等距离地安装在线路上，以均匀地对线路进行电感补偿。

电感电抗（固定或者可变）由一个被放置在容器中的被油浸泡的线圈构成（见图 25-37）。电抗的铁心由钢叠片叠装构成，磁通从一系列小气隙组成的铁心中通过。气隙中会产生强烈的电磁力。对于 60Hz 系统，120Hz 的机械频率会造成这些电磁力在零到若干吨之间振荡。因此，铁心叠片和所有的金属构件必须很牢固，以减少震动并且降低噪声至可接受水平。

带负荷运行，特征阻抗

再次回到无补偿的开路线路（见图 25-35），在线路末端连接一个可变的功率因数为 1 的负载。如果慢慢增加负荷，负荷电压 E_R 会从开路电压 600kV 开始逐渐降低，当负荷等于某个特定值时，负荷电压等于始端电压 E_S。这个特定的负荷被称作浪涌阻抗负荷（见图 25-38）。



图 25-37 安装在变电站的三个大型 110Mvar 单相电抗，用以补偿超长距离三相 735kV 输电线的线路电容（图片由 Hydro-Québec 提供）

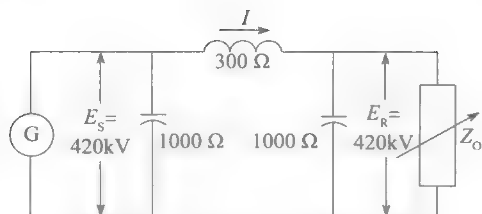


图 25-38 线路的浪涌阻抗负荷

对于大多数的架空线而言，这个负荷对应于一个大约 400Ω 的单相对地负荷电阻。这个特定的负荷电阻（浪涌阻抗）和系统的频率以及线路的长度均无关。因此，三相输电线的浪涌阻抗负载（SIL）可以近似为：

$$\mathrm{SIL} = E^2/400 \tag{25.7}$$

式中，SIL 为浪涌阻抗负荷［MW］，E 为三相线电压［kV］。

在图 25-38 中，全部的浪涌阻抗负荷为 $727^2/400=1320$MW。

如果输电线路传送的功率等于其浪涌阻抗负荷，那么线路电容产生的无功功率会等于线路电感吸收的无功功率，这样，线路就实现了自我补偿。如果负荷超过了浪涌阻抗负荷，那么，我们可以在线路末端增加电容，使 E_R 维持为 420kV。但是最大传输功率仍然由等式（25.3）给出，即：

$$P_{max} = 3\times(E^2/X) = 3\times(420^2/300) = 1764\text{MW}$$

如果负荷低于浪涌阻抗负荷，那么需要在线路受端安装电感，以维持电压稳定。相反，如果负荷大于浪涌阻抗负荷，则需要安装电容。由于负荷随时都在变化，因此，电感和电容的大小必须随时调节以保持电压的稳定。这可以通过静态无功补偿器，或者同步调相电机来实现。后者能够通过过励磁和欠励磁的运行方式来实现无功功率的传输或



图 25-39 高压线路的静态无功补偿器
（图片由 General Electric 提供）

吸收。(见第 17.15 节)

25.28 电力中心之间的功率交换

为了满足地区快速发展对能量的需求，或者提高整个网络的稳定性，有时候必须在已经密切连接的两个地区之间增加额外的输电线路。在这种情况下，为了使这条新增的输电线路输送指定的功率，需要使用一些特殊方法。

考虑两个已经由输电线网络连接（未画出）起来的两个电力中心（见图 25-40）。其电压幅值 E_a 和 E_b 相等，但是 E_a 超前 E_b 一个相位角 δ。如果将两个电力中心用一条额外的线路连接起来，线路的电抗为 X，因为 E_a 超前 E_b，因此有功功率 P 将会自动从 A 往 B 输送。此外，相位差 δ 和线路电抗将完全决定传输功率的大小，因为 $P=(E^2/X)\sin\delta$。

然而，此时 P 的方向和大小却很可能不是我们的期望值。比如：如果我们希望功率从 B 到 A，那么只安装一条线路将达不到希望的效果，因为 E_a 超前 E_b。

但是，可以通过人为地改变两地区之间电压相角差的方式来强制实现某个方向的能量传输。只要在线路的一段增加一个移相自耦变压器，通过改变这个变压器的相角，就可以完全控制能量传输的方向。

例 25-8 如图 25.41a 所示，A、B 两地区已经由网络连接起来（未画出），图中给出了 A、B 两地区的电压幅值和相角。E_b 超前 E_a 11°，电压幅值都为 100kV。现在用一条阻抗为 $X=20\Omega$ 的线路连接两地区。

试计算：

a. 如果没有安装移相变压器，这条线路传输的功率以及方向。

b. 如果要从 A 到 B 传输 70MW 的功率，求变压器的相移大小。

解 a. 图 25-41a 中传输的能量为：

$$P=(E^2/X)\sin\delta=(100^2/20)\sin 11^\circ=95.4\text{MW}$$

因为 E_b 超前 E_a，所以这 95.4MW 的能量会从 B 流向 A。

b. 根据图 25-41b，首先计算传输 70MW 所需要的相角差 δ_1，有：

$$P=(E^2/X)\sin\delta_1$$

$$70=(100^2/20)\sin\delta_1$$

$$\sin\delta_1=0.014$$

所以 $\delta_1=8^\circ$。 ◀

因此，由移相变压器变换后的电压 E_d 必须超前 E_b 8°，这样，才能将 70MW 的功率从 A 传送到 B（见图 25-41b）。参照相量图，E_b 已经超前 E_a 11°，因此 E_d 必须超前 E_a 11°+8°=19°。因此，自耦变压器必须在一次绕组和二次绕组之间提供 19°的相位差，而且二次侧电压 E_d 必须超前一次侧电压 E_a。我们可以将自耦变压器放在线路的任意一端，甚至是放在线路的中间。

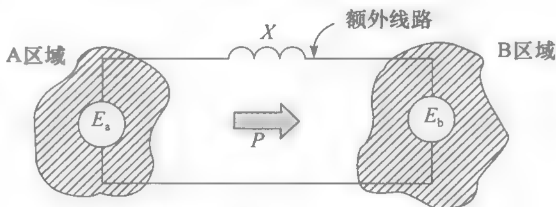


图 25-40 两地区之间的功率传输

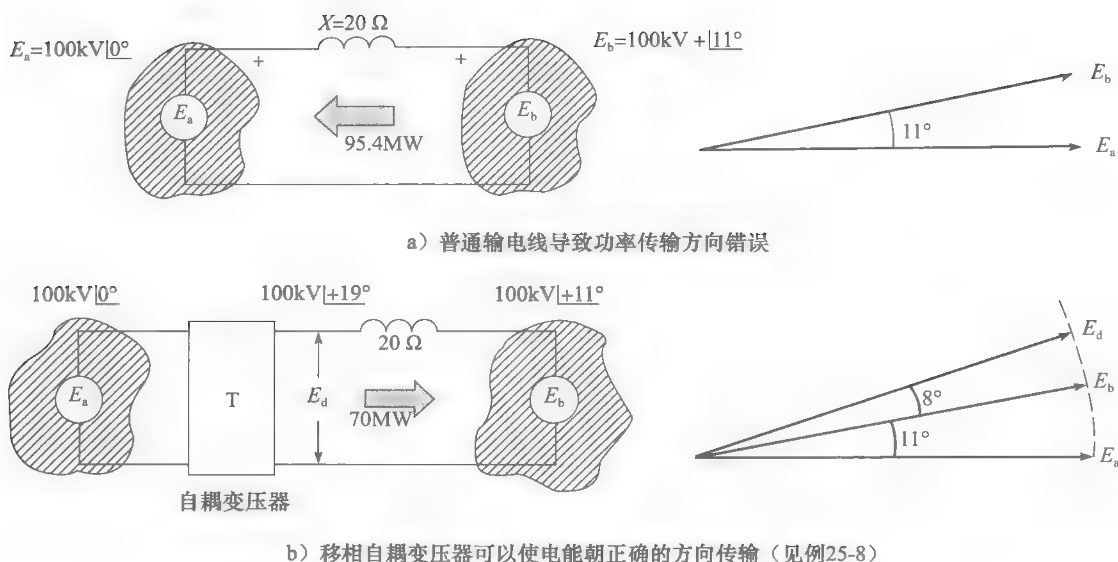


图 25-41 例 25-8 图

25.29 电能交换实例

现在我们来看一下移相变压器的实际应用。为了在康涅狄格州和纽约州的长岛之间进行能量交换，在诺沃克和诺斯波特之间的长岛湾底部，架设了 6 条单相的 138kV 海底电缆（每相两条）。由于在两个地区之间已经通过地面架设了输电网络，因此决定在诺斯波特安装一个移相自耦变压器来控制功率的传输。可传输的功率最大可达到 300MW。可变接头使得它可以提供高达±25°的相角变换。在另一端，也即是诺沃克，安装一个 300MW 的可调压自耦变压器，在不造成电压移相的前提下，以对高达 10%的电压偏移进行控制。通过对这条 19km 长的线路两端进行相角变换或者电压变换，可以实现两个地区之间任意方向的能量传输。下面说明这个电缆输电系统中相关能量的大小。

六条单相电缆每条的电阻为 1.3Ω，电感电抗为 1.1Ω，电容电抗为 375Ω。后者可以用两个安装在电缆两端的大小为 750Ω 的电容来代替。满负荷时，每条电缆的电流是 630A，相电压是 80kV。由单条电缆的等效电路图（见图 25-43）可以很容易地算出电感、电容和电阻上的所消耗的功率，这些功率值 Q_L、Q_C、P_J 见表 25-5 所示。

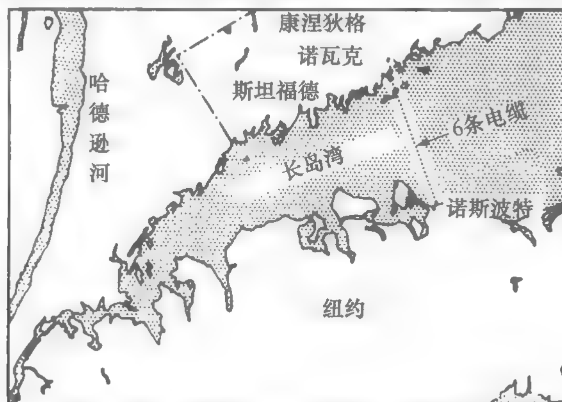


图 25-42 六条单相海底电缆连接起了康涅狄格州和长岛

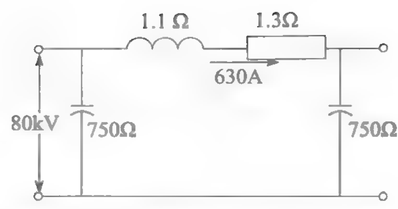


图 25-43 海底电缆的等效电路图

表 25-5 海底电缆中的功率

海底电缆装置	每条电缆功率	总功率
I^2R 电阻损耗： $P_J=630^2\times13=0.516$MW	0.516MW	3.1MW
产生的无功功率 $Q_C=80\ 000^2/375=17.06$Mvar	17Mvar	102Mvar
吸收的无功功率 $Q_L=630^2/1.1=0.436$Mvar	0.44Mvar	2.6Mvar
传输的有功功率 $P=630\times80\ 000=50$MW	50MW	300MW

把上述功率和电缆传输的功率（300MW）进行比较，我们发现电缆电容比电缆电阻和电感重要得多。比起主要呈感性的架空线来，电缆像一个巨大的电容。正是因为电缆具有巨大电容，使得其难以被用于远距离电能输送。但是当采用直流输电时，就没有这种限制了，因为在直流电流下，电容不起作用。

高压直流输电线路的内容将在第 28 章中介绍。

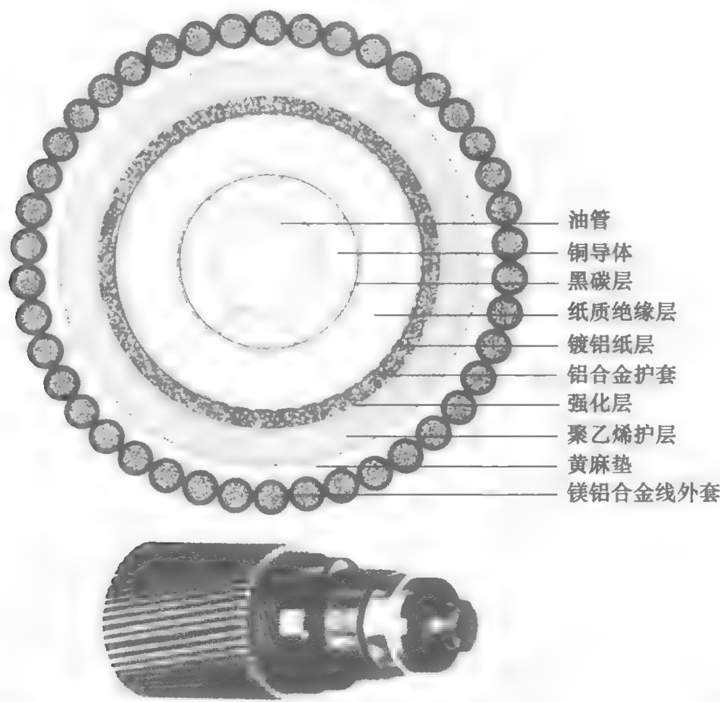


图 25-44 海底电缆横截面图（138kV，630A）。这是埋在诺斯波特（长岛）和诺沃克（康涅狄格）之间长岛湾下的七根电缆中的一根。

（图片由皮雷利电缆有限公司提供）

习题

基础题

25-1　通常电压被分为 4 个等级。列举出它们的名称并给出相应的电压范围。

25-2　解释下列术语

a. 悬挂式绝缘子；

b. 地线；

c. 电晕效应；

d. 输电线下垂；

e. 输电线电抗。

25-3　为什么线路铁塔必须牢固地和大地固定在一起？

25-4　现有一条 735kV 的线路，745 英里长，输电功率为 800MW。问

a. 在线路两端是否有明显的相电压幅值差？

b. 在线路两端是否有明显的相电压相角差？

25-5　在有些地方，两组相同的三相线路被两个分开的杆塔并行架设。若仅仅是倍增导线的尺寸，是否能用一组导线代替两组导线？解释原因。

25-6　为什么在远距离输电时，不会采用地下电缆（而是采用架空线）？

25-7　在习题 25-4 中，如果线路平均跨度是 480m，则在电源和负荷之间需要多少杆塔？

25-8　一条运行在 13.2kV 下的 20km 线路从电压源切开。在没有将其接地之前，如果检修员触摸这条线路的话，会受到致命的电击，解释其原因。

25-9　悬挂在空中的 600 英寸的 ACSR 电缆的传输容量是多少？为什么具有相同横截面的铜导体能够传输大得多的电流？

中级题

25-10　图 25-34 中的两组 735kV 线路的每相都是由 4 根分裂导线组成的，每相电流是 200A，每条分裂导线的电阻是 0.045Ω/km。计算：

a. 在负荷功率因数为 1 的情况下，两组线路传输的总能量。

b. 线路长度为 350km，则热损耗是多少？

c. 热损耗所占总传输能量的百分比是多少？

25-11　一条单相传输线的电阻为 15Ω（见图 25-21a）。电源 E_S 为 6000V，负荷 E_S 的阻抗在 285Ω 到 5Ω 之间变化，功率因数为 1。

a. 计算在负荷阻抗在 285Ω，45Ω，15Ω，5Ω 的情况下，线路末端电压 E_R 和负荷吸收功率 P。

b. 画出 E_R 关于 P 的函数图。

25-12　在题 25-11 中，当负荷为 45Ω 时，E_R 和 E_S 之间的相角差是多少？

25-13　题 25-11 中的传输线用另外一条电感电抗为 15Ω 的线路取代（见图 25-22）。

a. 计算在相同负荷阻抗下的 E_R 和 P。

b. 画出 E_R 关于 P 的函数图。

25-14　在题 25-13 中，当负荷阻抗为 45Ω 时，E_R 和 E_S 之间的相角差是多少？E_R 超前 E_S 还是滞后 E_S？

25-15　一条单向传输线电感电抗为 15Ω，连接在电压为 6000V 的电源 E_S 上。

a. 分别计算在 285Ω，45Ω 容性负荷的情况下，线路末端电压 E_R。

b. 计算当负荷是 45Ω 时，E_R 和 E_S 之间的相角差。

25-16　题 25-15 中的线路的电阻为 15Ω（不是电抗）。

a. 当负荷为 45Ω 的容性负荷时，线路末端电压 E_R。

b. 如果线路只有纯电阻，是否能够通过在线路末端并联电容的方式来提高线路末端电压？

25-17　参照图 25-25a，并且给出以下信息：

a. 末端电压 E_R：6000V

b. 等效负荷电阻：45Ω

c. 线路电感电抗：$X_L=15\Omega$

d. 负荷串联电容：$X_C=150\Omega$

忽略和电源串联的分布电抗 X_C，计算：

a. 电容产生的无功功率

b. 线路电流 I

c. 线路吸收的无功功率

d. 电源发出的无功功率

e. 电源发出的视在功率

f. 电源的电压 E_S

g. 当电源电压是 6kV 时的末端电压 E_R 和功率 P

25-18　在题 25-17 中，E_R 和 E_S 之间的相角差是多少？

25-19　在图 25-13 中，线路的每一部分都代表一条长为 1km 的传输线，其中

$$x_L = 0.5\Omega r = 0.25\Omega$$

$$x_C = 300\text{k}\Omega$$

如果线路被简化为图 25-14 所示，试计算 X_L，X_C，R。

25-20　解释浪涌阻抗负荷的含义。

25-21 相距 50 公里的两个区域通过 3 相 230kV 输电线路连接，单相线路电抗为 43Ω，线路两端的电压相角差为 20°。试计算：

a. 线路传输的有功功率；

b. 线路电路；

c. 线路吸收的总无功功率；

d. 两个地区分别向线路输入多少无功功率？

25-22 115kV 三相电源通过 200km 长的 3 相架空线路输电。线路采用截面积为 600kcmil 的 ACSR 导线组成。参考图 25-17 和表 25C 和 25D 的典型参数值，计算线路空载时的下列参数：

a. 单相 R，X_L 和 X_C 值；

b. 负载侧（开路）线电压；

c. 电源输出的相电流；

d. 电源吸收的总无功功率；

e. 线路的线损 I^2R。

25-23 a. 题 25-22 中，若线路末端发生 3 相短路故障，计算电源侧短路电流；

b. 将该短路电流与导线载流能力进行比较。

第26章 电能分配

26.0 引言

第 25 章中，我们提到一个由高压输电线路组成的电力系统，这些线路将电能输送到一个带变电站的中压（MV 级）网络中。在北美，这种中压网络的运行电压通常是 2.4kV 到 69kV。然后，通过这些中压网络向数百万个独立的 120V 至 600V 的低压系统供电。

本章包含以下内容：

变电站、中压配电系统保护、低压配电系统和建筑电气。

变电站

变电站在电力系统中的应用非常广泛。发电厂发出的电能，经由升压变电站，将同步发电机发出的中压电升压，以符合电力传输经济性。

然后，负荷中心附近的变电站将输电线上的高压电进行降压。配电站中的电力设备与发电厂处升压变电站内的电力设备类似。

26.1 变电站电力设备

一个中压变电站通常由以下几个元件组成：

变压器、断路器、角状气隙开关（锥形开关）、隔离开关、接地开关、紧急避雷器、限流电抗器、互感器和继电器及保护装置。在下面部分，我们将学习以上设备的基本原理。进一步了解这些设备的组合。最后，我们学习一个向大郊区供电的典型变电站。

26.2 断路器

断路器被设计用于开断正常情况或者短路情况下的电流。断路器像一个大型开关，其闭合或断开由断路器上的按钮或者保护系统发出的远程通讯信号控制。因此，当线路的电流、电压、频率等偏离预先设定的极限值时，断路器将自动断开电路。

断路器类型主要有以下几种：

油断路器（OCB_s）、压缩空气断路器、六氟化硫（SF_6）断路器和真空断路器。

断路器上的铭牌通常显示的信息有（1）允许通过的最大稳态工作电流，（2）最大开断电流，（3）最大线电压，（4）以周期计算的开断时间。在一个 60Hz 的系统中，开断时间可延续 3 到 8 个周期。为尽快开断大电流，我们必须保证断路器能够快速灭弧并尽快冷却。高速开断能力能减轻事故对输电线路以及设备的损害，更重要的是，能帮助维持系统的稳定性。

断路器的开断通常是由过载继电器触发产生，过载继电器能够监测到非正常的线路情况。例如图 26-1 中，继电器线圈与电流互感器的二次侧绕组相连。一次绕组检测受保护线路的电流状态。如果线路电流超过预先设定的极限值，二次绕组中的电流将使得继电器接通触点 C_1 和 C_2。一旦 C_1 和 C_2 闭合，一个辅助直流电源将对跳闸线圈供电，使得三个主线路触点打开，从而开断电路。

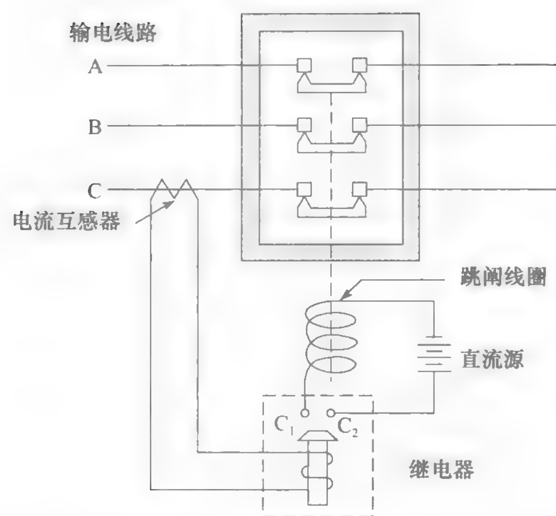


图 26-1 断路器初级跳闸电路

1. 油断路器。油断路器由装满绝缘油的钢罐构成。在图 26-2 中，三个瓷套管引导三相电流通过一组固定触点。三个活动触点由绝缘杆同时驱动，用于开断或闭合电路。当断路器闭合时，各相的电流通过瓷套管进入容器，先后经过第一个固定触点、活动触点、第二个固定触点，然后经第二个套管流出。

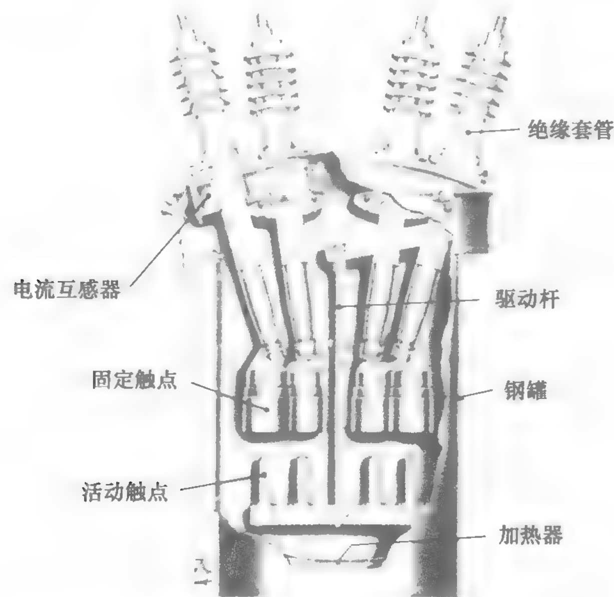


图 26-2 油断路器剖面图。示意图显示了六个套管中的四个；加热器在冬季可使容器内的绝缘油维持在一个合适的温度
（图片由加拿大 General Electric 提供）

如果发生过载事故，跳闸线圈释放一个强有力的弹力，用于拉起绝缘杆，使触点打开。一旦触点分开，将会产生剧烈的电弧，电弧使其周围的绝缘油挥发，高温挥发气体的压力在触点周围产生了紊流。这种紊流使得冷绝缘油在电弧周围形成漩涡，以此方式熄灭电弧。

在现代的大功率断路器中，电弧被限制在一个燃烧室中，以便于高温挥发气体的压力产生强大的绝缘油射流，这种射流沿着电弧的路径流过以扑灭电弧。在其他形式的断路器设计

中，电弧在断路器自身制造的一个磁场中被偏转和拉长。然后电弧被高温挥发气体吹撞在一系列的绝缘板上，这些绝缘板使电弧分解并冷却。图 26-3 和图 26-4 是两种典型的油断路器。

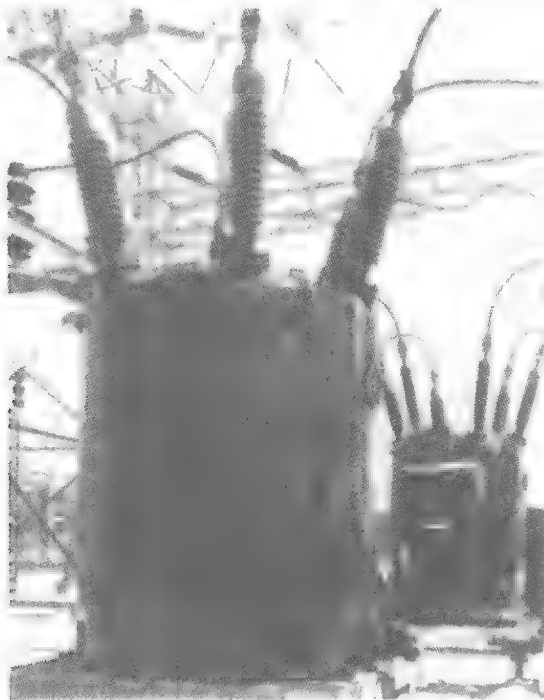


图 26-3 额定电流 1200A，额定电压 115kV 的三相油断路器。在 60Hz 系统中，它可在 3 个周期内开断 50kA 电流。其他特性：高度 3660mm；直径：3050mm；质量：21t；基准冲击电压绝缘水平（BIL）：550kV

（图片由通用电气 GE 提供）

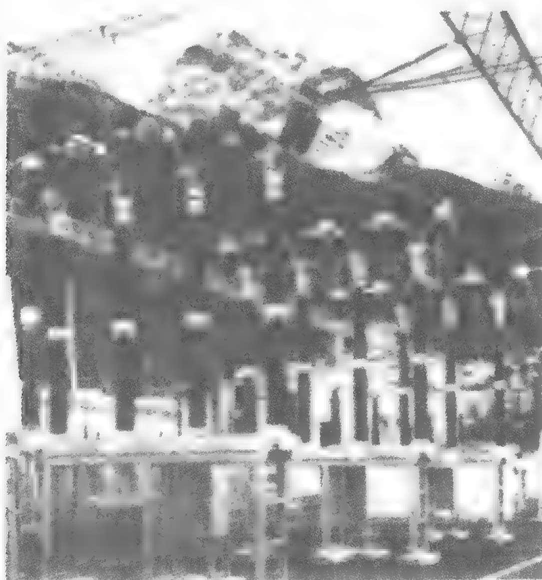


图 26-4 安装在 420kV，50Hz 变电站内的少油断路器，额定电流：2000A；开断电流：25kA；高度（不含支架）：5400mm；长度：6200mm；每个断路器由 4 个电流开断模块串联组成

（图片由 ABB 提供）

2. 压缩空气断路器。这种类型的断路器依靠压缩空气切断电流。压缩空气在通过打开的接触点时，其速度超过了音速。压缩空气以 3Mpa（435 磅/平方英寸，435psi）的压力贮藏在储存器中，并且由变电站中的空气压缩机进行补充。在 60Hz 的系统中，这种断路器功能最强大，一般能在 3～6 个周期内切断线电压为 765kV、40kA 的短路电流。因为空气爆炸的噪声较大，因此这种类型的断路器安装在居民住宅区域附近时，必须采用噪声抑制方法。每相由三个串联的接触模块组成。图 26-5 是接触模块的剖面图。

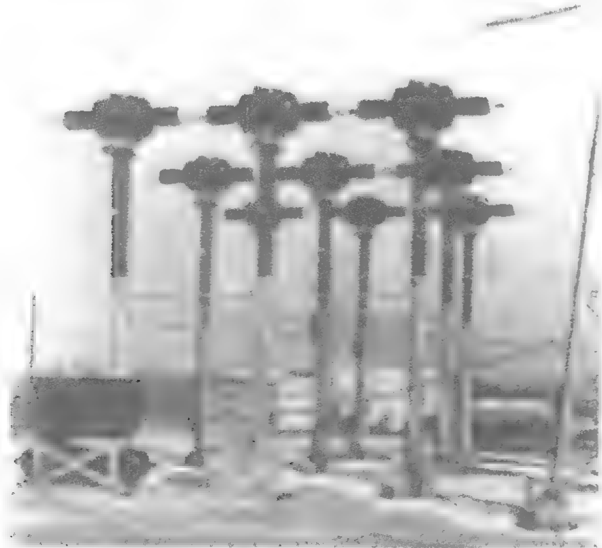


图 26-5 是一个典型的三相压缩空气断路器，图 26-5 中是额定电流为 2000A、额定电压为 362kV 的压缩空气断路器。在 60Hz 的系统中，它可以在 3 个周期内开断 40kA 的电流。它由 3 个完全一样的模块串联组成，每个模块的额定电压是 121kV。在图的左方可看到压缩空气储存器。其他特性：高度：5640mm；总长度：9150mm；基准冲击电压绝缘水平（BIL）：1300kV

（图片由 General Electric 提供）

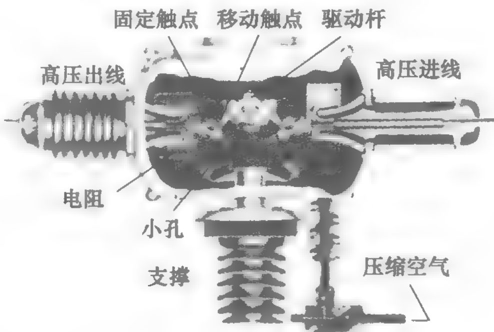


图 26-6 压缩空气断路器其中一个模块的剖面图。当断路器启动时，驱动杆上升，将固定触点和活动触点分开。强烈的电弧立刻被来自气孔中的压缩空气射流吹灭。电阻器用于抑制断路器打开时所产生的过电压

（图片由 General Electric 提供）

3. 六氟化硫（SF_6）断路器。当安装空间比较紧张时，多采用这种以六氟化硫气体作为绝缘的全封闭断路器，例如城区变电站（见图 26-7）。与具有同等能力的其他类型断路

器相比，这种 SF_6 断路器体积更小。与空气断路器相比，其噪声也更小。



图 26-7 安装在某大城市的一个地下变电站内的一组 15 台 SF_6 断路器。额定电流：1600A；开断电流：34kA；额定工作压力：265kPa（38psi）；灭弧期间压力：1250kPa（180psi）。这些 SF6 断路器体积只有传统同等开断能力断路器体积的 1/16

（图片由 ABB 提供）

4. 真空断路器。这种类型断路器的工作原理和其他断路器不同，因为在触点打开时没有气体被离子化。真空断路器是密封的，因此无噪声也没有污染（见图 26-8）。真空断路器的开断容量在 30kV 左右。几个真空断路器可串联以应用于更高的电压等级。

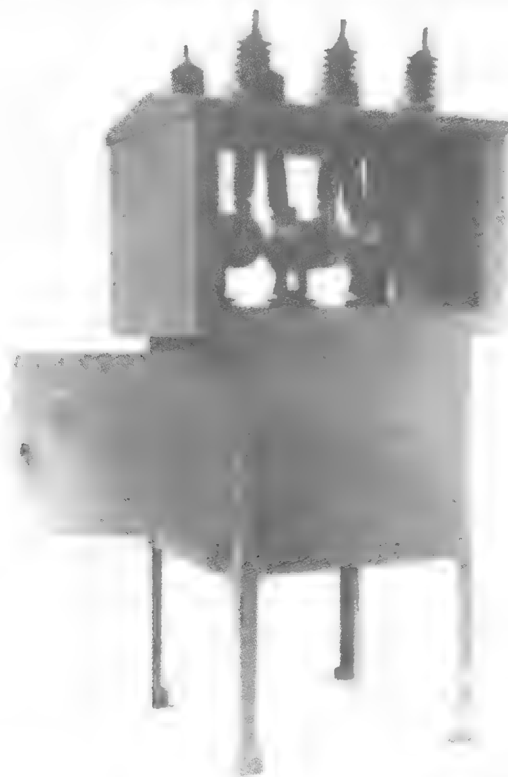


图 26-8 额定电流 1200A、额定电压 25.8kV 的三相真空断路器。在 60Hz 的系统中，它可以在 3 个周期内切断 25kA 的电流。其他特性：高度：2515mm；质量：645kg；基准冲击电压绝缘水平（BIL）：125kV

（图片由 General Electric 提供）

真空断路器通常用于地下配电系统。

26.3 空气开关

空气开关用于切断变压器的励磁电流，或者是变压器空载时导线上不太大的电容电流，但是不能用于切断正常负荷时的电流。

空气开关由可衔接一个固定触点的活动叶片组成，固定触点和活动叶片都安放在绝缘支架上（见图 26-9 和图 26-10）。两个弧形的角与固定触点和活动触点相连。当主触点开断时，在两个弧形的角之间会产生电弧。在产生的热气流和磁场的共同作用下，电弧向上移

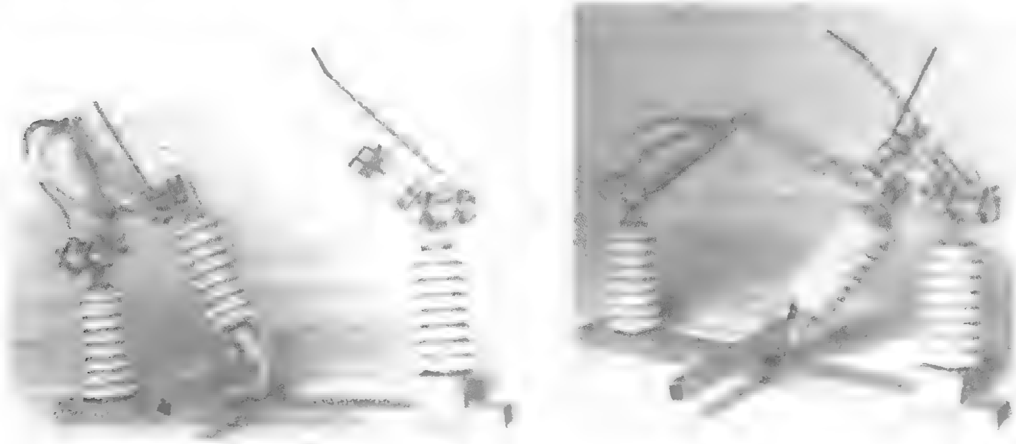


图 26-9 额定电流 600A，额定电压 27kV 的 60Hz 角状气隙隔离开关的其中一极：左为其打开状态，右为其闭合状态

（图片由 Dominion Cutout 提供）



图 26-10 （左侧）打开状态下的 3000A、735kV、60Hz 角状气隙隔离开关三相中的一极。（右侧）闭合状态下的角状气隙隔离开关。这种开关既可以通过转动一个手轮进行手动控制，也可以借助一个安装于手轮下的机械驱动装置进行遥控。其他特性：闭合状态高度：12 400mm；长度：7560mm；质量：3t；10 周期的最大载流能力：120kA；基准冲击电压绝缘水平（BIL）：2200kV

（图片由 Kearney 提供）

动。随着电弧的上升，它会变得越来越长直至完全被吹灭（见图 26-11）。尽管弧形角的表面会因此变得坑坑洼洼，并会逐渐磨损，但是用新的零件替换它们非常容易。



图 26-11 当切断高压变压器的励磁电流时，隔离开关角隙之间产生的电弧在夜景中的亮光
（图片由 Hydro-Quebec 提供）

26.4 隔离开关

与空气开关不同，隔离开关并不能切断任何电流。只有当电流为零时，它们才能被打开或闭合。隔离开关从根本上说是独立开关，能够使我们将油断路器、变压器、输电线路等设备与运行中的电网脱离开来。在实施维修工作和改变线路潮流时，隔离开关非常重要。

图 26-12 是一个 2000A、15kV 的隔离开关。它装配有一只插销，以避免由于短路电流产生的强大电磁力将开关打开。在圆环内插入一根钩棒并将活动叶片从固定触点中拉出，可将插销解开。

图 26-13 是另一种“隔离”，它可以承载大电流，但是电压很低。该隔离开关的打开也需要借助手动的钩棒。图 26-14 展示了另一种样式的隔离开关。图 26-15 展示了固定触点和活动触点是如何衔接的。图 26-16 展示了在一个高压变电站中，维修人员在一个大型隔离开关上的检修工作。

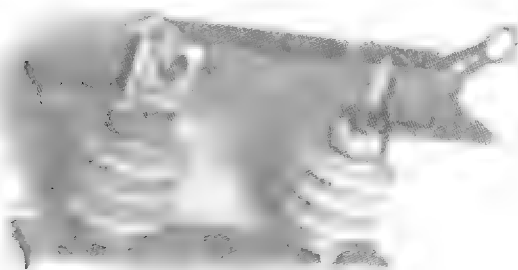


图 26-12 额定电流 2000A，额定电压 15kV，基准冲击电压绝缘水平（BIL）95kV 的采用钩棒操作的隔离开关
（图片由 Dominion Cutout 提供）



图 26-13 额定电流 10kA，额定电压 1kV 的室内式隔离开关
（图片由 Sprecher and Schuh 提供）



图 26.14 侧向操作的隔离开关，额定电流 600A，额定电压 46kV
（图片由 Kearney 提供）



图 26.15 在两个强力弹簧施加的压力下，隔离开关垂直运动的叶片与两个固定触点紧密接触。当开关打开时，叶片以其中心线为轴线旋转并向上移动。当开关闭合时叶片的反向旋转实现对固定触点的滑动接触，因此保证了接触点的良好衔接
（图片由 Kearney 提供）



图 26.16 与所有的电气设备一样，隔离开关也需要全面大修和定期检查。在检修期内，原来通过隔离开关的电流需要借助辅助联络线在变电站内进行转移。本图显示了一个三相隔离开关（2000A、345kV）其中的一极
（图片由 Hydro-Quebec 提供）

26.5 接地开关

接地开关属于安全开关，在执行检修工作时用于保证输电线路已经接地。图 26-17 展示了一个叶片处于打开（水平）位置的三相开关。在短路发生时为使线路接地，全部的三个接地叶片向上转动以衔接每一相的固定触点。接地开关只有在线路断电时才可打开或闭合。

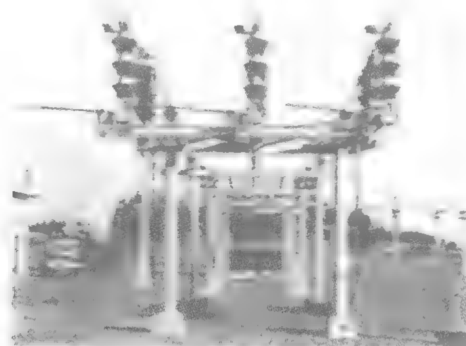


图 26-17 额定电压 115kV 的隔离开关和接地开关组合，接地开关的叶片处于水平位置，表示打开状态。这些叶片在枢轴上向上转动与固定触点衔接，与此同时线路开断

（图片由 Kearney 提供）

26.6 避雷器

避雷器用以限制雷击或开关浪涌对变压器和其他设备上可能出现的过电压。避雷器的上端与线路或需要保护的终端设备相连接，下端紧密地与地面相连。

理想情况下，避雷器会将巨大的电流导入地下，以限制超过明确规定最大值的任何电压。避雷器以这种方式吸收入侵浪涌的能量。因此，理想避雷器的 *E-I* 特性是一条水平线，其级别反映了最大可允许的浪涌电压值。实际上，避雷器的 *E-I* 特性向上倾斜，但是仍然可以被认为是相对平坦的。

一些避雷器有一个在外部的陶瓷立方体。这个立方体包含一个精巧的层叠阀板、空气间隙、离子发生器和线圈绕组。这些阀板（或者是阀组）由硅碳化合物原料制成。这种原材料的阻抗值随着电压的升高而快速下降。

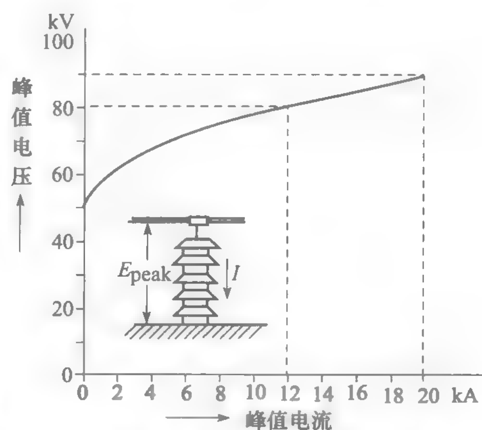


图 26-18 使用在 34.5kV 线路（相电压 28.5kV）上，额定电压 30kV（峰值电压 42.4kV）的避雷器的电压-电流特性

在正常电压的情况下，火花隙阻止了通过管状立柱的电流。因此，这时避雷器的阻抗值是无穷大。但是，如果有严重的过电压发生，火花隙将被击穿，浪涌流入地下。接下来的 60Hz 浪涌电流被阀组的阻抗所限制，同时电弧在串联的电弧室内被拉长和冷却。电弧很快被熄灭，然后避雷器准备应对下一次电压浪涌以保护线路。放电时间很短，不会高于几毫秒。

更现代的避雷器的阀组是由氧化锌阀板层叠制成，无空气间隙和其他的辅助设备。其 *E-I* 特

性与硅碳化合物避雷器的类似，但是更为平坦，因此可以更有效地转移浪涌电流。这种金属氧化物避雷器在今天得到更为广泛地应用。

避雷器更加平坦的特性也有助于降低安装在变电站中的设备的 BIL 需求（见 25.12 节）。在高压或超高压系统中，BIL 的降低能有效减少设备的安装成本。图 26-19 展示了安装在一个超高压变电站中的避雷器。

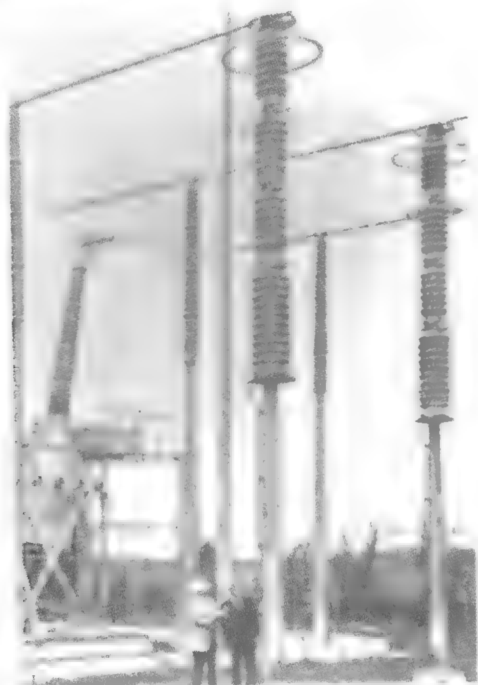


图 26-19 保护着超高压变压器的金属氧化物避雷器
（图片由 General Electric 提供）

26.7 限流电抗器

变电站中的中压母线通常要向几条馈线供电，这些馈线再向变电站周围的区域负荷中心提供电能。这样就造成了中压母线的输出阻抗通常很低。因而，如果某根馈线发生短路，所造成的短路电流将会是灾难性的。

例如，考虑一个三相、69MV・A、220kV/24.9kV 的变压器，其阻抗为 8%，额定二次侧电流为 1600A。此变压器向 8 条 200A、连接在同一中压母线上的馈线供电（见图 26-20）。每条馈线上均由一个 24.9kV、200A 的断路器（开断容量 4000A）进行保护。因为变压器的阻抗为 8%，其可提供的二次侧短路电流为：

$$I = 1600 \times (1/0.08) = 20\,000\text{A}$$

这样就会出现一个问题：如果某条馈线发生短路，造成的短路电流将会高达20 000A，这是断路器开断容量的五倍。断路器将会在试图开断此电流时损坏。然后，发生短路的馈线从故障点到断路器的这一段长度也将被损害。最后，由于燃烧的电弧释放出巨大的热能，在故障点处会发生剧烈爆炸。

为了防止以上情形的出现，在每条馈线的每一相上都会串联一只限流电抗器（见图 26-21）。电抗值必须足够大以使得电流低于断路器的开断容量，但是又不能过大，以避免在正常满负荷运行时产生较大的电压降。图 26-22 展示了三只限流电抗器与高压线路串联的另外一种应用。

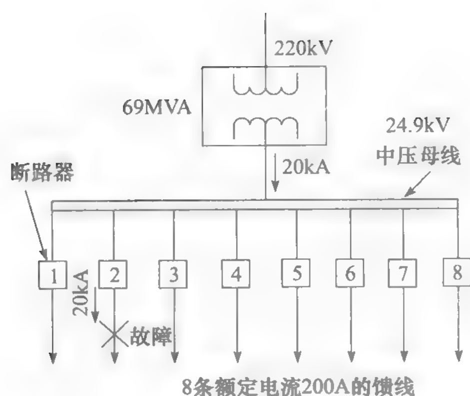


图 26-20 中压母线向 8 根馈线供电，每根馈线上均带有断路器

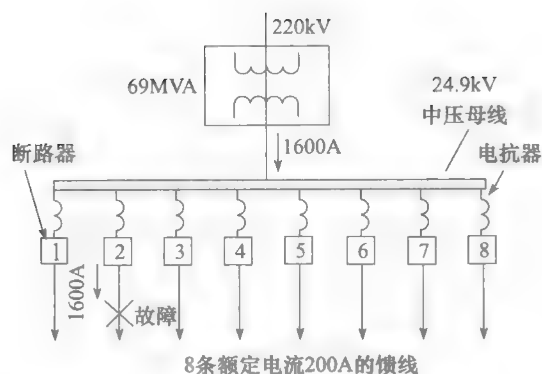


图 26-21 限流电抗器降低短路电流



图 26-22 三只额定电流 500A 的 2.2Ω 电抗器串联在 120kV、三相的 60Hz 线路上。四只绝缘柱使其同地面绝缘，并且每只电抗器都有避雷器保护

（图片由 Hydro-Québec 提供）

26.8 接地变压器

我们有时会在三相三线系统中增加一个中性点，使其变为三相四线系统。这可由接地变压器来实现——将三相自耦变压器对应的一次侧和二次侧串联，但是在三柱铁心部分采用 Z 字接法（见图 26-23）。

如果我们在线路与中性点之间连接一个单相负荷，负荷电流 I 将在每相的绕组上等分成三个相等的部分，$I/3$。因为电流是相等的，所以与正常的四线系统相同，中性点保持稳定且线对中性点电压也保持平衡。实际上，单相负荷是尽可能均匀地分配到单独的每一相和中性点之间，所以不平衡的负载电流 I 较小。

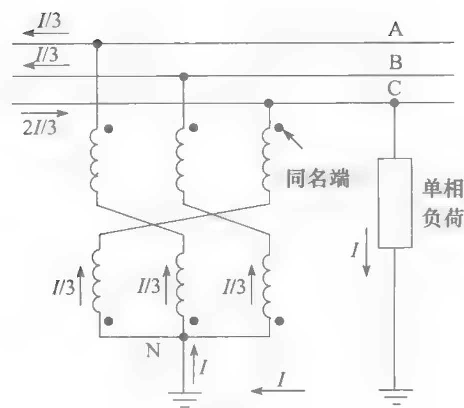


图 26-23 接地变压器创建了一个三相中性点

26.9 变电站实例

图 26-24 展示了一个向大郊区供电的现代变电站的主要部分。电能以 220kV 送入变电站，然后以 24.9kV 送出，以供应 5km 半径内的多个负荷中心。

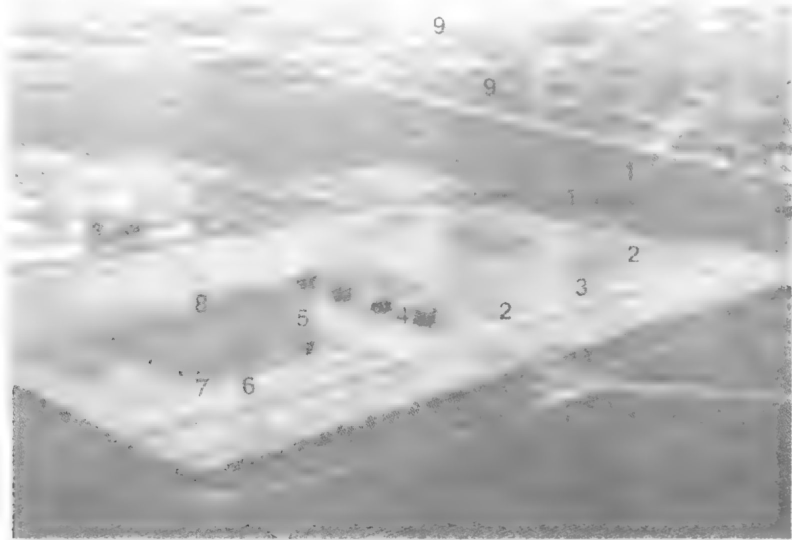


图 26-24 一个向大郊区供电的变电站的航空视图。220kV 线路 1 进入变电站，穿过隔离开关 2 和断路器 3，向变压器 4 的一次侧提供电力。变压器二次侧与中压母线 5 相连接，运行电压 24.9kV。接地变压器 6 和中压断路器通过限流电抗器向外送电。电能通过 36 条空中和地下馈线向郊区送出

向变电站送电的是独立的三条输电线路，运行电压均在 220kV。变电站内有 6 台三相变压器，额定容量 36/48/60MVA，电压 220kV/24.9kV。绕组以Y-△方式联结且通过有载调压变压器调节二次侧电压。

在中压侧，中性点通过三相变压器接地，因此可提供的单相电压是 $24.9/\sqrt{3}=14.4$kV。

保护高压侧的少油断路器的开断容量是 32kA，用于中压侧的常规油断路器的开断容量是 25kA。此外，所有的出口馈线都由开断容量为 12kA 的断路器进行保护。

这个全自动无人值守变电站占地面积为 235m×170m。但是，线路的开关动作和其他

的运行动作需要依靠调度中心的远程通信来执行。

这个变电站为数以百计的家庭、十几栋公寓楼、几家商业和购物中心、一所大学和其他的一些工业提供电力服务。图 26-25 和图 26-26 展示了这个变电站的基本平面图和构成部分。现在，我们学习由变电站扩展而出的配电系统。

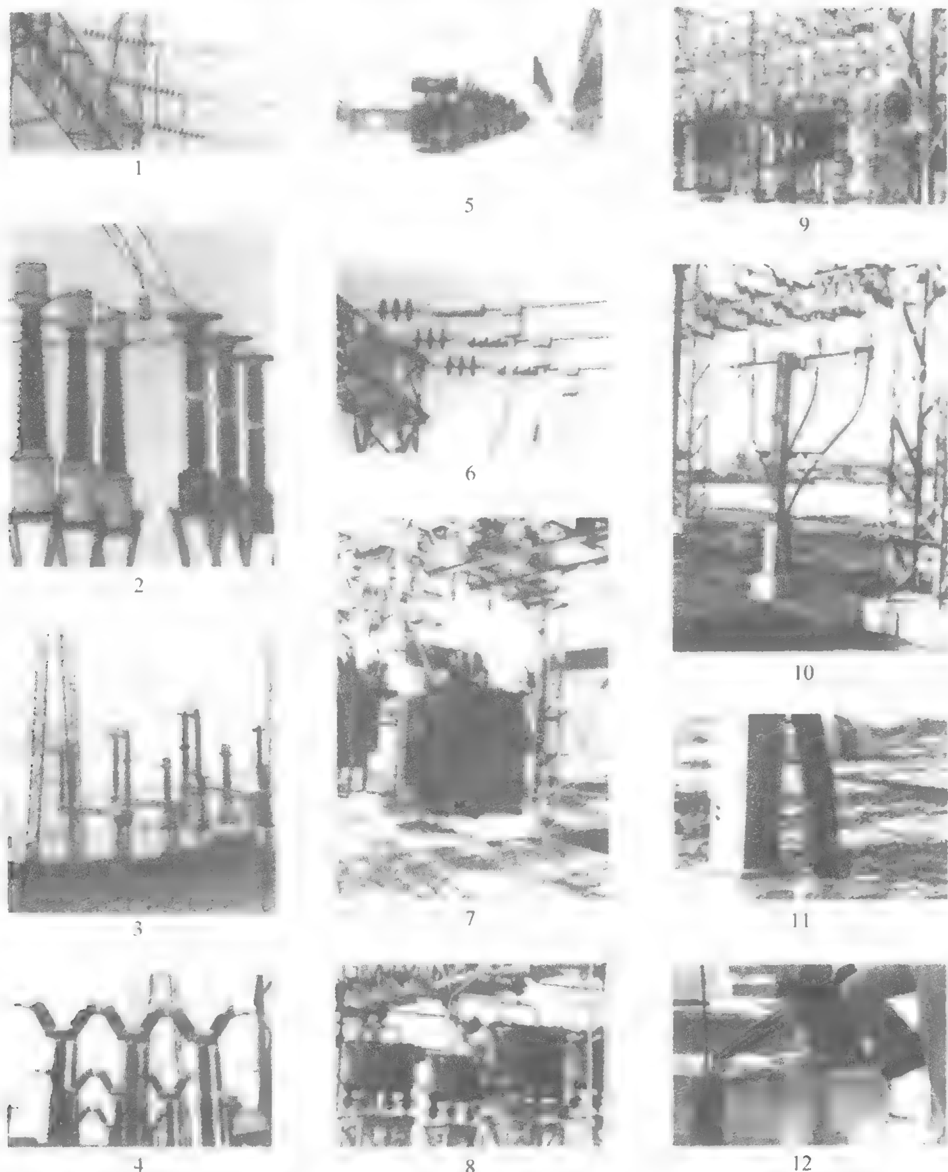


图 26-25 上述 12 幅图展示了电能是怎样通过变电站的，从 220kV 线路开始直到沿着 24.9kV 的馈线离开。1. 220kV 进线。2. 进线穿过三个电流互感器（左），变电站内的设备由三个避雷器（右）进行保护。3. 位于断路器之前的三个高压隔离开关。4. 少油断路器由三个模块串联而成，确保线路能在带负荷的情况下打开或闭合。5. 三相变压器逐步将电压由 220kV 下调至 24.9kV。右侧的避雷器保护了高压绕组。6. 来自变压器的中压线路向 24.9kV 母线供电。7. 接地变压器和与其相连接的油断路器，其开断容量为 25kA。8. 限流电抗器。9. 开断容量为 12kA 的三相断路器。10、11. 引入地下的中压地下馈线，额定电流 400A，电压 24.9/14.4kV，向郊区的负荷中心供电。12. 所有的钢制支撑零件都由裸铜导体牢固接地，以防止由于雷击或其他干扰引起设备两端过电压

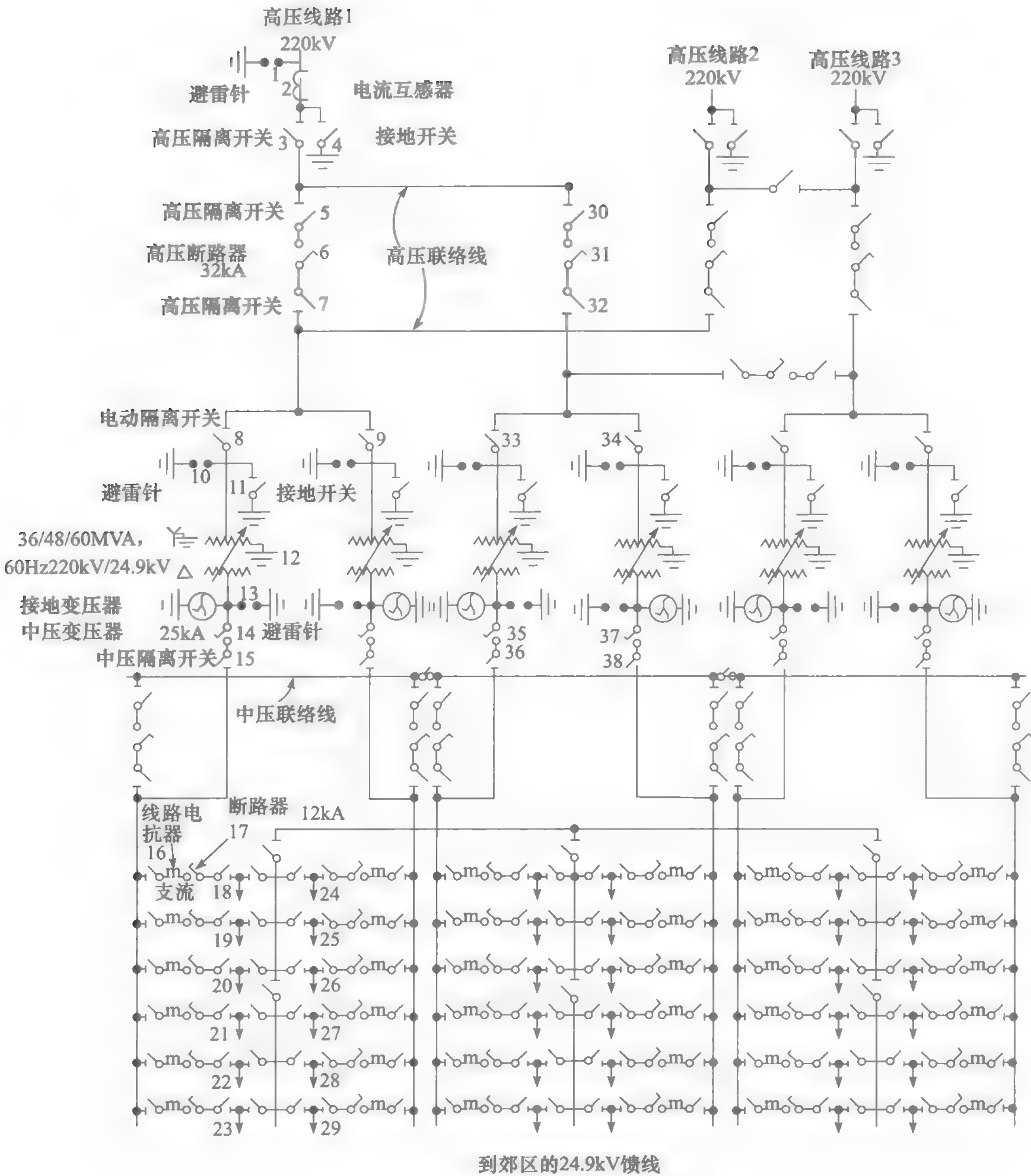


图 26-26 图 26-24 中的变电站的示意图

26.10 中压配电

额定电压 34.9kV、电流 400A 的 36 条三相馈线（30 条使用、6 条备用），从变电站向外送电。每条馈线上都安装有三个限流电抗器，以限制接地短路电流不超过 12kA。一些馈线是地下线，一些馈线是架空线，另一些是地下/架空兼有。

地下馈线由三根单相铝绞电缆线组成，采用聚乙烯绝缘。绝缘部分被作为大地的镀锡铜导线螺旋式缠绕。电缆穿过地下的混凝土管（见图 26-27）或者是简单埋入地中。备用电缆和正在使用的电缆埋在一起，以便在发生事故时提供备用服务。

24.9kV 的架空线架在木制电线杆上。后者也用来安装低压电路和电话线。24.9kV 的线路有多个分接点，为住宅区、商业区和娱乐中心提供三相或单相电能（见图 26-28）。



图 26-27 混凝土管中的中压地下馈线



图 26-28 向住宅区供电的架空线

24.9kV 线路向附近区域供电时，变电站内带调压分接头的变压器完成对线电压的调整，使线电压在可接受的范围内变化。在更远的地区，必须采取一些特别措施以保证负荷变化时电压的相对稳定性。所以，需要安装自动调压自耦变压器（见图 26-29）。



图 26-29 在较长的乡村输电线路上，自动调压自耦变压器能够保持电压稳定

（图片由 General Electric 提供）

26.11 低压配电

变电站分出的中压馈电到了用户端，电压通过变压器再一次逐步降低，从 24.9kV 降至用户所需的电压等级。在典型的郊区电网中，提供两种典型的低压系统：

1. 单相、120/240V 带接地中性点
2. 三相、600/347V 带接地中性点

第一种低压系统主要用于个人住宅，单相功率最高 150kVA。第二种低压系统用于工业、大型建筑和商业中心，功率需求不高于 2000kVA。

提供单相供电服务的变压器额定容量在 10kVA 到 167kVA 之间，通常采用架空安装。其典型电压额定值是 14 400V/240-120V。这种变压器有一个单独的高压绝缘套管，与高压绕组的一端相连接。绕组的另一端与不锈钢外壳相连。当然，外壳和中性线接地（见图 26-30）。

在使用三相装置的情况下，采用的是额定电压 14 400V/240V-120V 的三相变压器。变压器以 Y-Y 方式连接，一次侧的中性点牢固接地。

二次侧提供 600V 的线电压，可以接地也可以不接地。这种标准变压器在二次侧没有分接头，也没有断路器或者熔丝。但是，一次侧高压终端由断流器为其提供保护，以避免故障时对设备造成过度损害（参见图 26-30 和图 26-31）。



图 26-30 熔丝断流器（左上）和避雷器（右上）保护一个额定容量为 25kVA、14.4kV/240V-120V、60Hz 的单相变压器

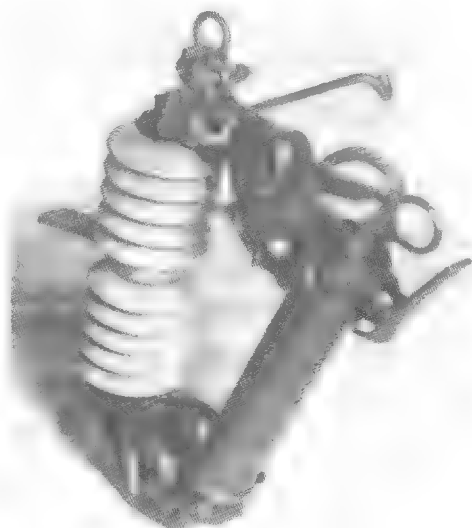


图 26-31 额定电压 7.5kV、300A 的冲出式熔丝断流器

（图片由 Dominion Cutout 提供）

中压配电系统保护

中压输电线路在短路时必须得到充分的保护，以便减少对设备的损害，并且将停电事故尽可能限制在小范围内。线路故障可以以多种形式出现：树枝落下、冰冻、有缺陷的设备、线路之间碰触等。统计数据表明，85%的短路故障都是暂时的，持续时间仅有几毫秒。同样的研究也揭示出 70%的短路故障为单相接地故障。最后，输电线路三相短路很少。各种保护方法就是基于这些统计分析，用于为用户提供连续服务。

26.12 保护设备之间的配合

当故障发生时，电流会突然增大，这不仅是在故障线路上，而且也会发生在所有直接或间接通向短路点的线路上。为了防止过载电流同时触发所有相关联的保护设备，我们必须设计一个系统以使保护设备是有选择地被触发。

一个配合良好的系统应该是触发短路点附近的设备，而其他设备不动作。为达到这个

目的，需要对每个保护设备的触发电流和触发时间进行整定，在保护线路和相关装置的同时，将停电事故限制在最小的用户群中。

例如，考虑一个如图 26-32 的配电系统，变电站出口主馈线 F-F 向一组子馈线供电。子馈线再向负荷 A、B、C、D 和 E 供电。在每条子馈线的入口处都安装有保护设备，一旦出现短路，可将该馈线与系统断开。比如，位于 1 处的短路将触发保护设备 P_1，但不会触发 P_2。类似地，2 处的故障将触发 P_3 但不会影响到 P_4 等等。短路故障必须在几个周期内得到处理。因此，保护设备之间的配合需要考虑毫秒级的延迟时间。因此我们必须清楚地了解这些遍及系统各处的熔断器和断路器的触发特性。用于中压线路的保护设备主要有以下几种：

1. 熔丝断流器
2. 自动重合开关
3. 分段隔离开关

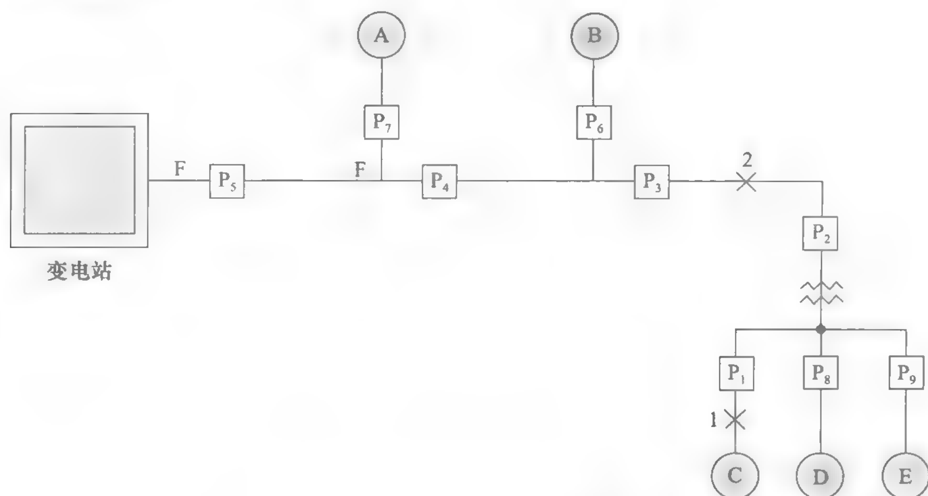


图 26-32　保护设备必须相互配合

26.13　熔丝断流器

熔丝断流器实质上是一种接上熔丝的隔离开关。熔丝构成了开关的活动臂。它的一端可以转动，通过用钩棒将熔丝的另一端拉出来开断电路（见图 26-31）。断流器相对便宜，用于保护变压器和小的单相馈线以防止过载。熔丝断流器被设计成这样一种形式——当熔丝烧断时，它将自动向下摆动，表示线路上有故障发生。

熔丝断流器中有一根熔断连杆，用弹簧拉紧。熔断连杆组件安放于一个陶瓷或玻璃的方块中，方块中充满硼酸、油或者是四氯化碳。熔断连杆在每次熔断后都必须更换，这通常会导致较长时间的停电。为了保证配合良好，每个熔断器的电流/时间特性都必须进行仔细地选择。烧断的熔断连杆必须用额定值完全一样的新件进行更换。

26.14　自动重合开关

自动重合开关是一种断路器——当出现短路时断开，在经过短暂的延迟时间后自动重新合闸。延迟时间范围从一秒到几秒钟不等。一连串的开/关动作会重复两到三次，取决于自动重合开关内部的控制设定。如果在两到三次试图重合线路后，短路仍未自动消除，自动重合开关将会永久开断电路。检修人员需要对故障定位，排除故障并且重新设置自动

重合开关。

额定电压为24.9kV的自动重合开关能够开断高达12 000A的故障电流。可制造成单相或三相，通常采用架空安装（见图26-33）。自动重合开关是能量自给的——从输电线路获得能量，并通过电磁铁将其储存在强有力的动作弹簧内。



图 26-33 自动重合开关保护一条三相馈线

26.15 分段隔离开关

当某条主馈线被若干个熔断器保护时，单纯地依靠熔丝的熔断时间，将难以得到满意的熔断器间的协调效果。在这种情况下，我们会借助分段隔离开关。分段隔离开关是一种特殊的断路器，其触动是依靠自动重合开关的触动次数。换句话说，分段隔离开关的工作是取决于自动重合开关的“指令”。

例如，考虑自动重合开关R和分段隔离开关S，它们保护着某条重要的主馈线（见图26-34）。如果在图示点出现事故，自动重合开关将会按照事先设定的程序对线路进行自动开断和闭合。安装于分段隔离开关中的记录仪将对自动重合开关的触发次数进行计数。在自动重合开关的最后一次断开之前，分段隔离开关将会被触发，但是此触发是永久的。如此一来，将停止对用户C、D的供电，并将事故点隔离开来。紧接着，当自动重合开关最后一次闭合成功，并保持闭合状态，用户A、B将恢复供电。与自动重合开关不同的是，分段隔离开关不能用于开断线路电流。因此，分段隔离开关的触发必须是在线路电流过零时，这个时间点与自动重合开关开断的时刻相一致。

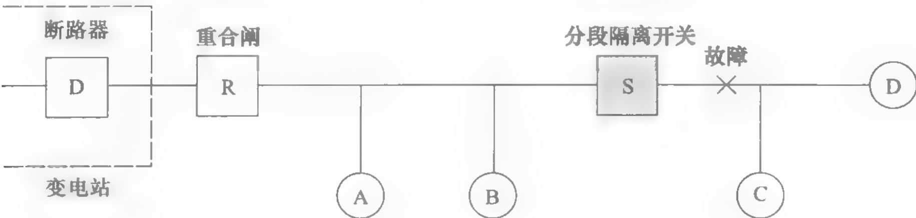


图 26-34 自动重合开关/分段隔离开关对系统进行保护

分段隔离开关可用于单相或三相输电线路，它们具有熔丝断流器所没有的优点。分段隔离开关可以在突然短路故障时重合闸而不用担心爆炸，而且不需要在寻找接口口径一致的熔丝上浪费时间。

26.16　中压保护小结

如果我们检查一个典型的配电系统单相图时，发现其中包含有许多自动重合开关、分段隔离开关和大量的熔丝断流器，那么变电站内的断路器就需要与系统中无处不在的自动重合开关和分段隔离开关做好协调配合。各种各样的可选设备使得中压线路的充分保护成为可能。可使用的保护组合有：

1. 断路器——熔丝
2. 断路器——熔丝——熔丝
3. 断路器——自动重合开关——熔丝
4. 断路器——自动重合开关——分段隔离开关
5. 断路器——分段隔离开关——自动重合开关——分段隔离开关——熔丝等等

在市区范围内，输电线路相对较短且事故的可能性相当小，因此线路按照其长度被分为三至四段，每段由单级的熔丝断流器保护，不需要分段隔离开关和自动重合开关。另一方面，在边远地区，一条24.9kV的线路可能会相当长，所以更容易出现事故。在这种情况下，输电线路将被分段，并且由分段隔离开关和自动重合开关进行保护，以提供良好的供电服务。

低压配电

我们已经知道，电能通过高压变电站，经由中压网络，最后由低压线路输送给用户。本节简要介绍低压配电系统的组织结构。

26.17　低压配电系统

北美地区最常用的低压系统有：

1. 单相、两线、120V
2. 单相、三线、240/120V
3. 三相、四线、208/120V
4. 三相、三线、480V
5. 三相、四线、480/277V
6. 三相、三线、600V
7. 三相、四线、600/347V

在欧洲或世界其他地区，广泛使用的是三相380/220V、50Hz的系统。尽管采用的电压不同，但是各个地方的低压配电系统的原理都是相同的。

单相、两线、120V系统。这种简单的配电系统仅用在负荷很小的情况下。当需要向大负荷供电时，120V的系统不能达到满意效果，因为这需要大量导体。此外，在大负荷下，线电压也会有非常严重的降落，甚至超过短距离输电的要求。

单相、三线、240/120V系统。为了减小电流和相应的导体尺寸，电压被升高到240V。但是，因为120V电压等级非常有用，所以就发展了240V/120V三线系统。这种类型的配电系统应用广泛。图26-35是一个高度简化的示意图，展示了这类系统的基本组成部分。两种电压由具备双二次侧绕组（见11.1节）的配电变压器产生。共有的接线，称之为中性线，牢固接地。当“带有电流的”线路A和负荷B相同时，中性线上的电流为零。当负荷不相等时，中性线上的电流等于线路电流I_A与I_B（见图26-35）之差。因此，我们在带电线路和中性线之间分配120V负荷时，应尽可能地使其相等。

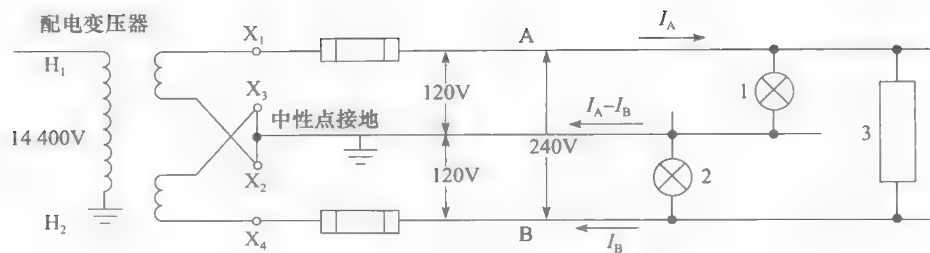


图 26-35 单相，240V/120V 配电系统

这种三线系统的优势是什么呢？

1. 线对地电压只有 120V，家庭使用相对安全。

2. 照明和小型电动机负荷可由 120V 提供电力。较大的负荷，例如电炉和大型电机，则由 240V 线路提供动力。

两条带电的线路由熔丝和断路器进行保护。但是，这些保护设备决不能与中性线导体串联。原因是一旦保护设备断开，相电压就会失衡。轻载的 120V 线路各处电压会上升，同时重载侧的电压会下降。这就意味着同样的灯光，一边将会比另一边的暗淡。此外，冰箱的电动机、电炉等设备打开或关闭时，灯光的强度也会发生变化。不能串联的另一个原因是当中性线断开时，线路上的熔丝将处于无用的状态。

三相、四线、208/120V。将三个单相变压器以 Δ-Y 方式相连就形成了三相四线系统。二次侧的中性点接地，如图 26-36 所示。

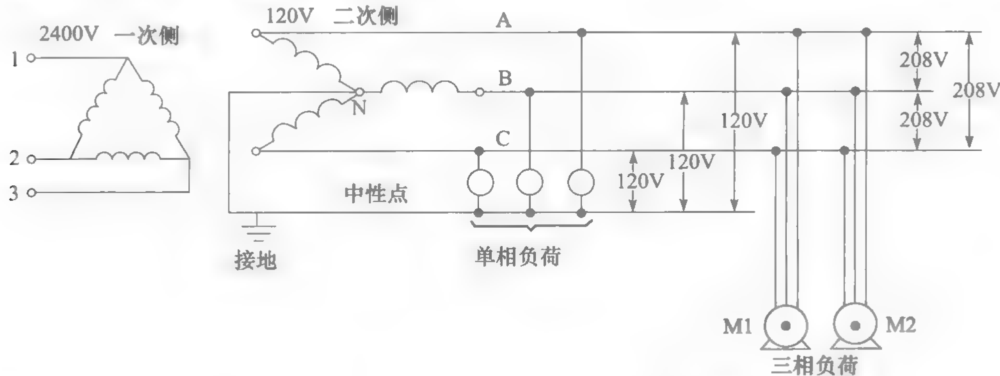


图 26-36 三相、四线、208V/120V 配电系统

商业建筑或小型工业中常使用这种配电系统，因为 208V 的线电压可带动电动机或其他大型负荷，同时 120V 线路可用于照明电路和方便插座。单相负荷被大致均匀地分配在三根分开的“带有电流的”线路和中性线之间。当负荷完全平衡时，中性线上的电流为零。

三相、三线、600V 系统。有大量大型电动机的工厂通常使用 600V 的三相三线系统，这些电动机最高可达 500 马力（见图 26-37）。遍及整个区域的独立 600V/240-120V 降压变压器用于向照明负荷和方便插座提供电力。

三相、四线、480/227V 系统。大型建筑和商业中心使用 480V、四线配电系统，因为它可以使得电动机在 480V 电压上运转，同时使荧光灯运行在 227V 电压下。对于 120V 的方便插座，需要使用由 480V 线路供电的独立变压器。

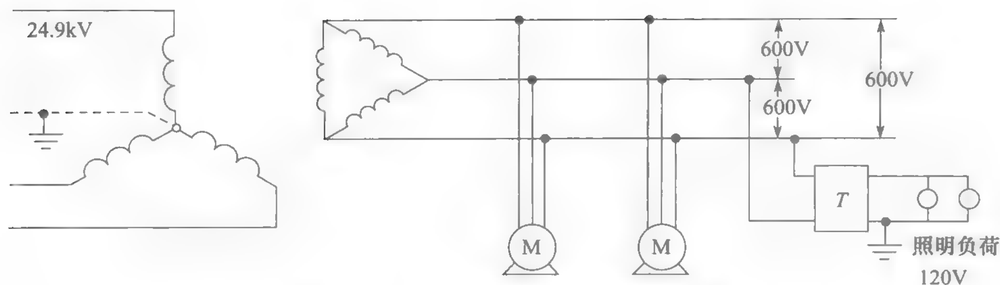


图 26-37 三相，三线，600V 配电系统

以上内容也可用于 600/347V 的四线系统。

26.18 接地电气安装

电气系统的接地是电力系统中比较难以理解的一个内容。然而，它又是一个非常重要的主题，是防止事故的一种有效方法。

正如我们所知，绝大多数建筑中的配电系统都是接地的，通常是将中性线与水管或大型的钢结构相连接。低压系统中，接地的目的主要是降低触电的危险。另外，出于安全的原因，高压、中压和低压系统中电气设备的金属外壳也需要系统地接地。

26.19 触电

规定某个电压是危险或安全是很困难的，这是因为触电实际上是由流经人体的电流所引起。电流大小主要取决于皮肤的接触电阻，因为相比之下人体内电阻是可以忽略的。接触电阻随着皮肤的厚度、湿度和电阻率而发生变化。

通常认为 5mA 以下的电流并不构成危险。10mA 至 20mA 的电流有潜在的危险性，因为受害者会失去对肌肉的控制而可能无法逃脱；超过 50mA，引起的后果可能是致命的。

人体的电阻，以两手之间或是一手至一脚之间计，范围从 500Ω 到 50kΩ。如果手部是干燥的，电阻是 50kΩ，那么瞬间接触 600V 的导线可能不会致命（$I = 600\text{V}/50\text{k}\Omega = 12\text{mA}$）。但是手部若是湿的，电阻会低得多，如果触电人没法逃脱，那么低至 25V 的交流电压就可能带来危险。

当交流电流经人体，肌肉的收缩将会使得受害者无法逃脱。电流流进心脏区域将会极其危险。它会导致暂时性的麻痹，如果时间足够长，会出现心室纤维性颤动。心室纤维性颤动是一种快速的、不协调的心脏跳动，这种跳动与脉搏的跳动不一致。在这种情况下，受害者只能通过人工呼吸的方式才能苏醒。

统计研究表明，如果电流满足以下等式，有十分之一的机会将会引起死亡

$$I \geqslant 116/\sqrt{t} \tag{26.1}$$

式中，I = 流经人体的电流[mA]，t = 电流流过的时间[s]，116 为一个经验常数，表示致命后果的可能性。

时间 t 限制在 8ms 到 5s 之间。例如，58mA 的电流流经 4s 的时间就可能是致命的。

26.20 120V 和 240V/120V 系统的接地

假设配电变压器的一次侧与输电线路和 14.4kV 线路的中性线相连（见图 26-38）。如果其二次侧导体没有接地，那么当有人接触到二次侧的任何一端时，似乎都没有危险，因为没

有形成接地回路。但是，这与事实不符。

首先，一次侧、二次侧和地面所形成的耦合电容 C_1、C_2 会在二次侧线路与地面之间产生高电压，其电压值可能会高达一次侧电压的 20%至 40%，这取决于 C_1 和 C_2 的相对值大小。如果有人接触到二次侧导线的任何一端，所产生的电容电流可能相当危险。例如，倘若 I_C 有 20mA，那么接触者就可能再也无法逃脱（见图 26-38）。

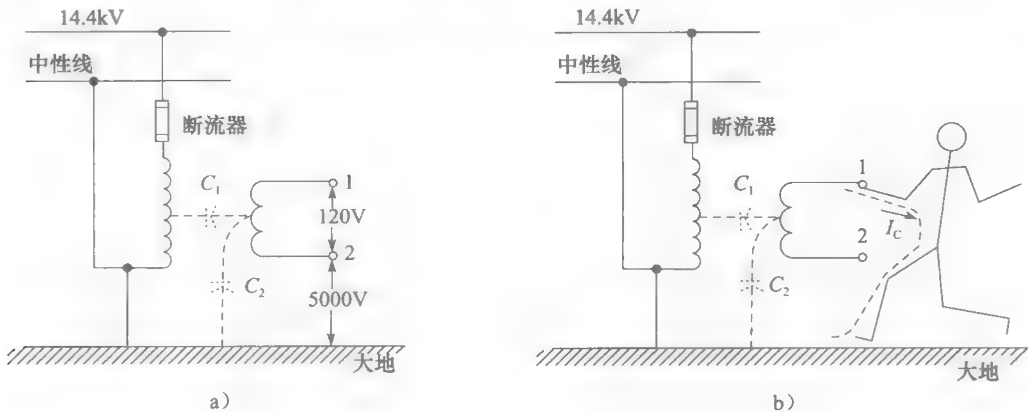


图 26-38 变压器电容可能会在其低压侧产生高电压

更为严重的是，假设某条高压侧电线意外地碰触到 120V 的导体，这种情形可能是由变压器的内部故障引发，或者是由掉落在中压和低压线路上的树枝引起。在此情况下，低压系统将会承受 14.4kV 的高电压。在二次侧导体和地面之间的高电压会立即产生巨大的闪络现象。闪络现象会发生在二次侧的任何地方，可能是家或工厂内。因此，在异常情况下，未接地的二次侧系统有着潜在的火灾危险，并且可能会引发严重事故。

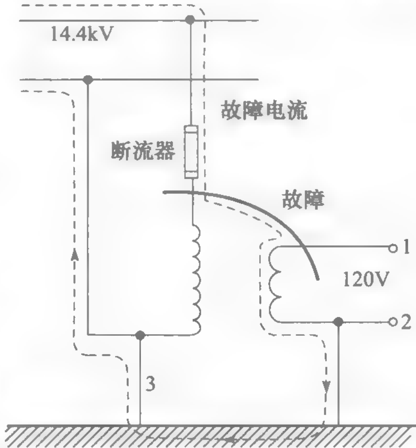


图 26-39 如果二次侧牢固接地，高压到低压的短路并不危险

另一方面，如果二次侧的某条线路是牢固接地的，高压和低压导体间的意外碰触就会产生短路。短路电流按照图 26-39 所示的路径流动。大电流会使中压侧的熔丝熔断，从而有效地使变压器和二次侧设备与线路断开。总之，如果 120V 系统的中性线是牢固接地的，那么地面和带电导体 1 之间的电势差仅略高于 120V。但是，如果接地电极有较高的电阻（比如说 50Ω），中压到低压的短路电流在导体 1 上所产生的电压仍然会较大，有潜在的危险。

26.21 设备接地

电力用户经常会接触到各种各样的电气设备，范围从家用电器、手持工具到工业电动机、开关设备和加热设备。正如我们所知，与这些设备相关的电压和电流都远远超过人体所能承受的范围。因此，必须采取一些特别的预防措施以确保使用这些设备是安全的。

为了了解现代配电系统的安全特性，让我们从一个简单的单相电路开始，这个电路由一个 120V 的电源连着一个电动机 M 组成（见图 26-40）。中性线配电板入口处完全接地。假设这台电动机是某设备的一部分，例如冰箱，并且电动机架子与未接地的金属外

壳相连接。如果设备正常工作，那么即使有人接触到外壳也没有任何问题。但是，万一电动机绕组的绝缘材料有缺陷，在绕组和电动机架子之间的电阻就可能从百万欧姆下降到数百欧姆甚至更小。电流将通过人体电阻为 R_b 的接触者形成一个到地的电流回路，如图 26-40 所示。如果 R_c 很小，那么流经人体的泄漏电流 I_L 会大到引起危险。因此系统是不安全的。

作为第一个处理方法，我们可以将外壳和接地的中性线相连接（见图 26-41）。现在泄漏电流的流向从电动机绕组开始，经过电动机架子和设备外壳，再直接回到中性线。因为外壳保持了大地电势，接触到外壳的人员将不会触电。

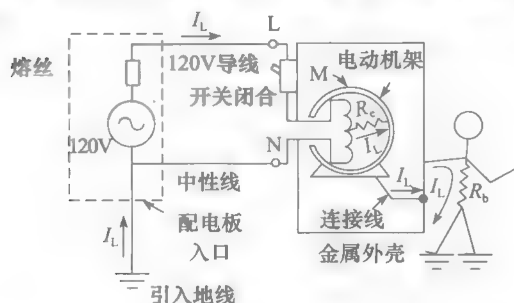


图 26-40 未接地的金属外壳有潜在危险

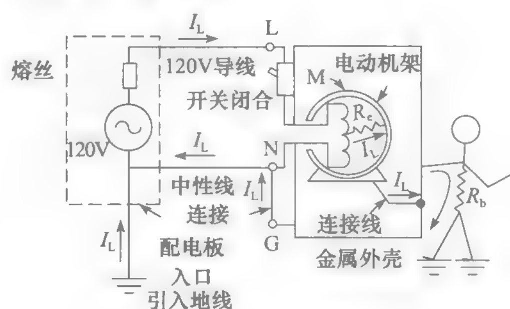


图 26-41 连接外壳和中性线更加安全

以上的解决方案存在一个问题：意外或者安装错误可能导致中性线断开。例如，控制电动机启停的开关不小心与中性线串联，而不是与带电导线相连，电动机仍然可以启停。但是，万一人员在电机停运时接触到设备外壳，那么人员将有可能受到严重的电击（见图 26-42）。其原因是当绕组有缺陷的电动机停运时，电动机架子和设备外壳的电势会上升到带电导线的电压水平。

为解决这个问题，我们安装了第三条线，称之为地线。它与设备外壳相连接，并且在配电板入口处系统接地（见图 26-43）。通过这种布置强迫设备的外壳与大地电势相同。如图 26-42 所示的错误连接将会引起短路，并使得熔丝熔断。除了在美国电气标准手册中许可的几种特殊情况外，接地系统中中性线不允许与设备外壳相连。

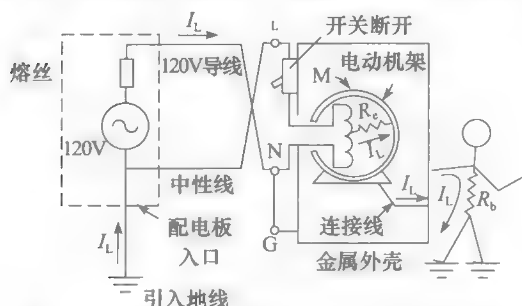


图 26-42 外壳与中性线相连接仍然有可能是危险的

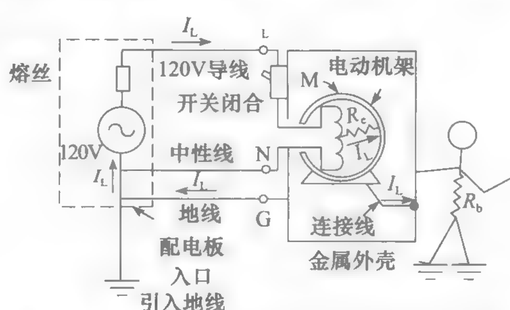


图 26-43 与设备外壳相连的独立接地导体保证安全

地线可能是裸线，或者包有用绿色标记的绝缘层，在铠装电缆和导管的安装中，铠装和导管被视为接地导体。为了在配电板入口处和数百个插座之间形成良好的电气接触，自锁螺母、挤压连接器、螺纹和套管都必须被拧紧，有时这会造成巨大的安装工作量。

大部分插座现在会提供三个插孔——一个连接带电线路、一个连接中性线、一个连接地线（见图 26-44）。因此，电气设备和便携式手持工具，例如电钻，必须配备含有三根导体的电线和三孔插头。但双重绝缘设备例外，这种设备被塑料外壳完全包裹，没有接地要求，因而可以使用双孔插头。

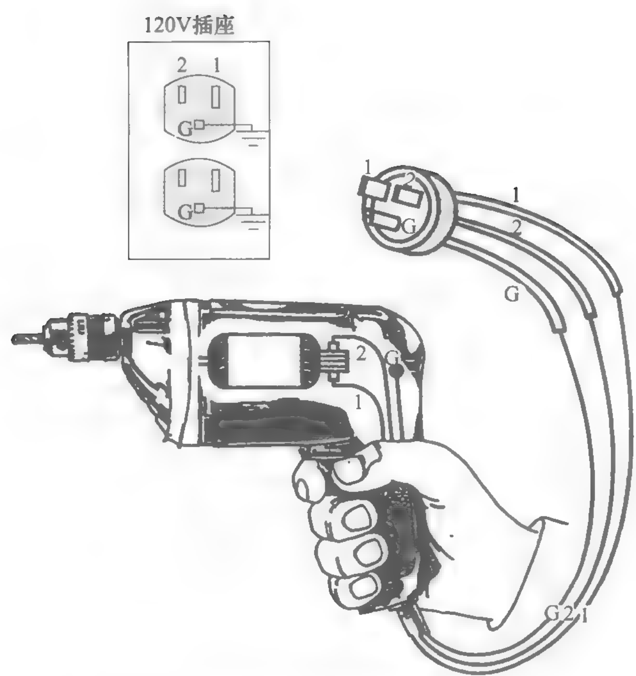


图 26-44 带有金属外壳的手工工具必须接地

26.22 接地故障断路器

到目前为止，我们已经涉及足够多的接地方法，但是在某些情况下还需要更进一步的安全措施。考虑下面的例子，某人将手指插入插孔（见图 26-45）。尽管金属外壳已经完全接地，但是此人仍然会受到令人疼痛的电击。或者假设一个 120V 的电烤箱落入游泳池中。即使这个电烤箱完全接地，其加热元件和插头也会在整个泳池中产生危险的泄漏电流。目前电气设备已经发展到能在上述意外发生时迅速切断电源。接地故障断路器可以在 25ms 内断开大于 5mA 的泄漏电流。这种保护设备是怎样工作的呢？

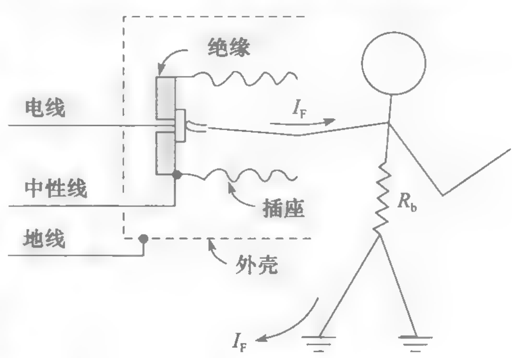


图 26-45 地线不能提供保护的特例

如图 26-46 所示，一个小型的电流互感器围绕着带电导线和中性线。其二次绕组与一个灵敏的电子探测器相连，这个电子探测器可以触发一个与 120V 线路相串联的断路器 CB。在正常情况下，线路上的电流 I_W 与中性线上的电流 I_N 正好相等，所以流经环形磁心圆孔的净电流（$I_W - I_N$）为零。因此，此时磁心中没有通量产生，感应电压 E_F 为零，断路器 CB 不被触动。

假设现在有人触碰了带电终端（见图 26-46），那么将产生一个从带电线路直接到地的故障泄漏电流 I_F。如果电动机和其接地外壳之间的绝缘层被破坏，那么会产生故障电流 I_L。无论是以上哪种情况，流经电流互感器环形圆孔的净电流不再为零，而是 I_F 或 I_L。这个电流建立了磁通并产生感应电压 E_F，E_F 触动 CB。因为需要检测小到 5mA 的不平衡量，所以磁通密度很低时，互感器铁心的穿透能力也必须很好。为此超导磁合金得到了广

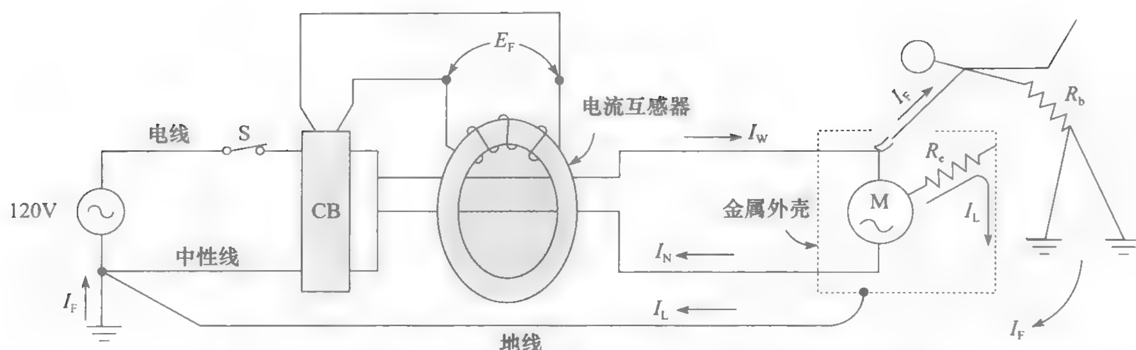


图 26-46 当泄漏电流 I_L 或 I_F 超过 5mA 时，接地故障断路器触动

泛的应用，它在磁通密度仅为 4mT 时，相对穿透率的典型值为 70 000。

26.23 快速的导体温升：I^2t 因数

有时导体中会短时流过远高于额定电流值的电流。这样，损耗 I^2R 会变得非常大，导体的温度在不到一秒钟的时间内会上升数百摄氏度。例如，严重的短路时，在熔丝或断路器开断电路前，巨大的电流会流进导体或电缆。

此外，由于热量没有时间散发到周围的环境中，所以，导体的温度上升得非常迅速。在这种情况下，温度要上升多少呢？

假设导体的质量为 m，电阻为 R，比热容为 c。此外，设流过导体的电流为 I 且流经时间为 t，t 的典型值小于 15s。在导体上所产生的热量为

$$Q = I^2Rt \tag{26.2}$$

由式（3.17），我们可以在给定 Q 值的情况下，计算温度上升的时间

$$Q = mc\Delta t$$

因此

$$I^2Rt = mc\Delta t$$

从中可得

$$\Delta t = \frac{R}{mc}(I^2t) \tag{26.3}$$

对于已给定的导体，温度的上升取决于 I^2t 因数。

众所周知，高温将会破坏导体表面的绝缘层。所以，I^2t 因数非常重要。这是因为在短路情形下，I^2t 决定了温度的上升情况。例如，No. 2 AWG 铜导体，初始温度为 90℃。如果在短路期间其温度极限为 250℃时，此铜导体将无法耐受超过 $22\times10^6\ \mathrm{A_S^2}$ 的 I^2t 因数。

通常情况下，若已知下列参数时，就可以计算 I^2t 因数。(a) 已知导体的横截面，(b) 已知其成分（铜或铝），(c) 已知导体能承受的最高温度。铜或铝导体的 I^2t 因数按照下式给出：

铜导体，

$$I^2t = 11.5\times10^4A^2\log_{10}\left(\frac{234+\theta_m}{234+\theta_0}\right) \tag{26.4}$$

铝导体，

$$I^2t = 5.2\times10^4A^2\log_0\left(\frac{234+\theta_m}{234+\theta_0}\right) \tag{26.5}$$

式中，

I=短路电流 [A]；

t=短路持续时间 [s]；

A=不计真空的导体净横截面积 [mm^2]；

θ_0=导体初始温度 [℃]；

θ_m=导体最终温度 [℃]。

例 26-1 某条架空线，No. 3AWG 铝制，横截面积 26.6mm^2。在正常情况下，此导体所能持续承受的电流为 160A。

a. 已知导体的初始温度为 80℃，最高温度不超过 250℃。计算短路时可容许的 I^2t 因数值。

b. 已知在此架空线上的最大短路电流是 2000A。在不超过 250℃ 极限的情况下，以上电流可流通的时间有多长？

解 a. 采用式 (26.5)，我们发现

$$I^2t = 5.2\times10^4 A^2\log_{10}\left(\frac{234+\theta_m}{234+\theta_0}\right) = 5.2\times10^4\times26.6^2\times\log_{10}\left(\frac{234+250}{234+80}\right) = 7\times10^6\,\mathrm{A^2s}$$

b. 2000A 电流可流经的时间 t 计算如下

$$I^2t = 7\times10^6$$

$$2000^2t = 7\times10^6$$

$$t = 1.75\mathrm{s}$$

◀

例 26-2 假设使用一条 No. 30AWG 铜线作为温度熔丝。如果它的初始温度是 50℃，计算：

a. 可熔断此铜线的 I^2t 因数值（铜在 1083℃熔化）；

b. 如果短路电流为 30A，铜线熔断需要的时间。

解 a. 由式 (26.4) 可以得到

$$I^2t = 11.5\times10^4\times0.0507^2\times\log_{10}\left(\frac{234+1083}{234+50}\right) = 197\,\mathrm{A^2s}$$

b. 由电流为 30A 我们可知

$$I^2t = 197$$

$$30^2t = 197$$

$$t = 0.22\mathrm{s}$$

◀

因此，此熔丝大约会在 220ms 内熔断。

26.24 熔丝的作用

为了保护导体在短路时不至于温度过高，需要将熔丝与导体串联。在选择熔丝时，其 I^2t 额定值要小于会使导体温升过高的 I^2t 值。实际上，我们期望熔丝能在导体达到比较危险的温度之前熔断，这个温度通常设为 250℃。实际上，熔丝在额定 I^2t 值下产生的导体温升远小于其最大极限。不过，导体的额定 I^2t 值在选择熔丝时仍然是一个重要的因素。

26.25 建筑物内的电气安装

建筑物内的配电系统是用户和初始电源之间的最后连接。所有此类室内配电系统，无论其大小，都必须遵循一些基本原则：

1. 安全：a. 防止触电；b. 防止导体受到物理损害；c. 防止过载；d. 防止形成有害环境。

2. 导体电压降：不超过1%～2%。

3. 预期寿命：配电系统应可以至少使用50年。

4. 经济性：在满足相关标准的情况下，做到安装费用最小。

美国电气标准手册制定了相应的标准，任何电气安装在投入使用前，必须被检查员认可。

26.26 电气安装的主要元件

在电气安装的选配中，会用到多种元件。结合图26-47和图26-48，以及接下来的定义，将有助于读者理解其中一些比较重要的概念。

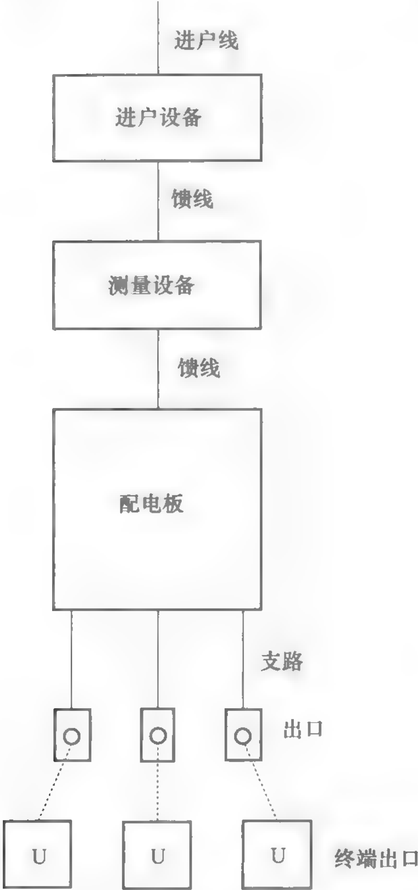


图26-47 住宅内的电气系统简图。在很多情况下，电表安装在进户设备开始的上游处

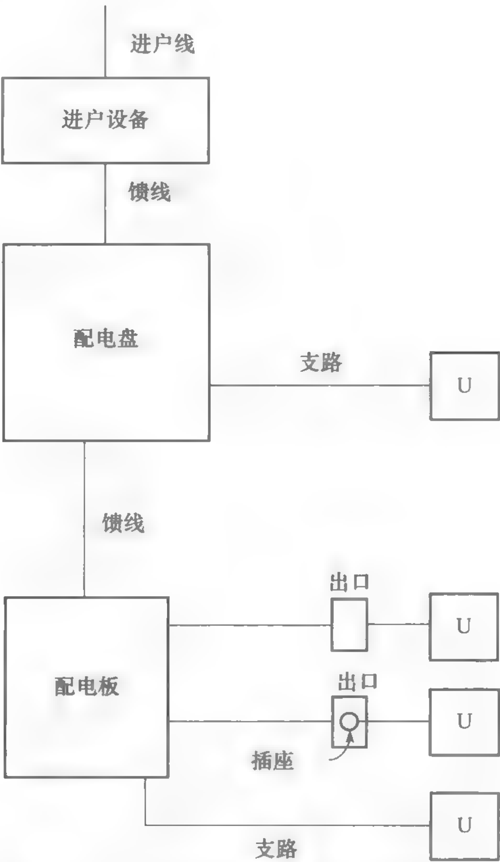


图26-48 工业或商业建筑中的电气系统简图

1. 进户线。这种进线是街道主馈线的延伸线，或者是源自于用户端进户设备的变压器的延伸线。

2. 进户设备。这是必需的设备，通常由一个断路器，或者是开关加熔丝及其附件组成。安置于大楼或其他建筑，或另外指定区域的进户线入口附近。用以构成电力供应的主控及切断。

3. 测量设备。多种仪表和记录仪显示了终端所消耗的电能。

4. 配电板。一块独立的面板或是集成于一块面板的一组元件；包含有总线、自动过流保护装置、照明、电热或电路开关（也可能没有）。配电板安置于配电柜或者是熔断器

盒内，安在墙内或挂在墙上（隔断）内，只能从前面打开。

5. 开关板。大型的独立面板，框架或者是面板集成。开关、过流保护、其他的保护设备总线和常用装置安装在其表面，背面或者是两面都有。开关板通常可从前面或后面打开，不能装于配电箱内。

6. 馈线。在进户设备、隔离装置的电源开关板与终端分支电路过流保护装置之间的所有导线。

7. 支路。电路的过流保护装置与电源引出口之间的导线。

8. 电源引出口。通电线路上的一点，在此可以获得电流以向终端电器供电。

9. 插座。安装在电源引出口上的接触设备，可用于连接单个插头。

10. 终端电器。利用电能，提供机械、化学、加热、照明或其他服务的设备。

图 26-47 和图 26-48 是非常简单的示意图，分别显示了在住宅和工商业建筑中使用的配电系统类型。

习题

初级

26-1 断路器和隔离开关之间有什么不同？

26-2 列举出四种断路器的名称。

26-3 图 26-13 的隔离开关消耗的最大额定值为 200W，计算接触电阻的最大允许值。

26-4 接地开关的作用是什么？

26-5 变电站主要组成部分的名称？

26-6 变电站接地电阻值为 0.35Ω，如果其受到 50kA 的雷电流冲击，计算钢构的电势上升值。

26-7 以下设备有什么作用？
熔丝断流器、插座、自动重合开关、地线、限流电抗器、避雷器

中级

26-8 特性如图 26-18 所示的避雷器与某条线路相连，线路的线对中性点电压为 34.5kV。计算：
a. 线路对中性点的峰值电压；
b. 在此情况下流进避雷器的电流。

26-9 在 26-8 中，线路和中性点之间有 80kV 的浪涌，计算：
a. 避雷器峰值电流；
b. 避雷器消耗的峰值功率；
c. 如果浪涌有效持续时间为 5μs，避雷器所能消耗的能量。

26-10 图 26-26 是变电站的示意图，图 26-25 展示了实际的设备。请将示意图中的符号与实际的设备连起来。

26-11 图 26-26 中 6 号高压断路器需要进行维修，如果必须保证三条 220kV 线路的供电，需要打开哪只隔离开关？

26-12 图 26-25 的限流电抗器（8）可限制 24.9kV 馈线上的 12kA 电流。计算每个线圈的电抗和电感。

26-13 图 26-35 中，电阻性负荷 1、2、3 分别吸收功率 1200W、2400W 和 3600W。计算电流：
a. 线路 A、B 上的电流；
b. 中性线上的电流；
c. 高压线路上的电流。

26-14 图 26-37 中，照明电路断开，两只电动机从 600V 线路上获取 420kVA 电能。计算中压线上的电流。

26-15 作出当电流为 10mA 至 2A 时，公式 26.1 的 I-t 图。用阴影标注潜在的致命区域，分析以下两种情况是否危险的：
a. 300mA 持续 10ms；
b. 30mA 持续 2min。

26-16 阐述接地故障发生时，断路器的运行过程。

高级

26-17 图 26-35 中，下列负荷在 240V/120V 线路上。
负荷 1：6kW，$\cos\theta=1.0$；
负荷 2：4.8kW，$\cos\theta=0.8$ 滞后；
负荷 3：18kVA，$\cos\theta=0.7$ 滞后。
a. 计算线路 A，B 和中性线上的电流。
b. 中压线上的电流是多少？
c. 中压侧的功率因数是多少？

26-18 参考图 26-36，接入负荷如下：
单相负荷：每个 30kW
电动机 M1：50kVA，$\cos\theta=0.5$ 滞后

电动机 M2：160kVA，$\cos\theta=0.8$ 滞后

a. 计算二次侧绕组电流。

b. 计算 2400V 侧的线路电流和功率因数。

26-19 图 26-37 中，尽管 600V 系统并未接地，但敏感电压计在 600V 线路和地之间的读数是 300V。请解释这种现象。

26-20 图 26-26 左手侧最后的大型变压器需要清洁并更换变压器油。为了不停止三条 220kV 进线上的电力供应，请说明需要打开哪只断路器和隔离开关，并阐述依据怎样的顺序？

26-21 参考图 26-25 其中 10、11 项。三条铝制导体组成了这个三相、24.9kV 馈线（相电压 14.4kV）。每根导线横截面积 50MCM。电缆参数如下（每相、每千米长度）：

电阻：0.13Ω

感抗：0.1Ω

容抗：3000Ω

a. 当线路长度为 5km，画出单相的等效电路。

b. 如果不使用限流电抗器，若线路末端发生故障，计算短路电流。

c. 假设断路器的额定值为 12kA，那么在以上情况下需要限流电抗器吗？

第27章 电力成本

27.0 引言

1999年，美国的电力企业向工业、商业和居民提供了大约3130TW·h的电能（见表27-1）。这意味着电力企业在一天24小时内，不间断地向每个男性、女性和儿童提供1.1kW的电能服务。电能的生产、传输和分配都涉及巨大的成本，这些成本主要被分为两类——固定成本和运行成本。

表27-1 美国电能消费量（1999）*

用户类型	用户数量	总耗电量 [TW·h]	每月每个用户耗电量 [kW·h]
工业	527 000	1018	161 000
商业	13 964 000	971	5792
民用	109 817 000	1141	866

注：* 1999年的统计数据由美国能源信息管理局提供的信息整理而来。预计能源消耗量年增长率为2%。这样，2005年的总能源消耗量将达到3525TW·h。

固定成本 包括针对建筑、大坝、涡轮、发电机、断路器、变压器、输电线路和其他在电力生产、传输和分配中使用的设备的折旧费用。这些投资代表着数千亿美元的巨额成本。

运行成本 包括人员工资、燃料成本、管理和其他日或周费用。

考虑到以上两种成本的相对重要性，电力公司制定了对用户公平的电费体系。电费基于以下准则：电能消费数量 [kW·h]、电能消费的需求 [kW]、负荷的功率因数。

27.1 基于能量的费用

电力成本，首先是取决于电能消费量（kW·h）。但是，即使某一位用户并不消费任何能量，他/她也必须支付一笔最小的服务费，这是因为保证其连接在输电线路上也是需要花钱的。

随着消费量的上升，每千瓦时的成本下降，通常是变动的区间。因此，居民电价在第一个100kW·h内是20美分每千瓦时，在接下去的200kW·h内，降至10美分每千瓦时，如果消耗更多的电能，就降至最低点8美分每千瓦时。类似的原则适用于中型用户和大用户。

27.2 基于容量的费用

对于用电大户，每月的成本不仅取决于电能的消耗量，还取决于电能容量。换句话说，成本还依赖于从输电线路上获得的有功功率（kW）。为更好地理解两部制电费结构，考虑下面这个例子。

工厂A和工厂B分别通过变压器 T_A 与 T_B 与高压输电线路相连接（见图27-1）。工厂A日夜满负荷运转，包括周六和周日，持续不断地吸取1000kW的有功功率。月底时(720h)，它总共消耗的电能是：1000kW×720＝720 000kW·h。

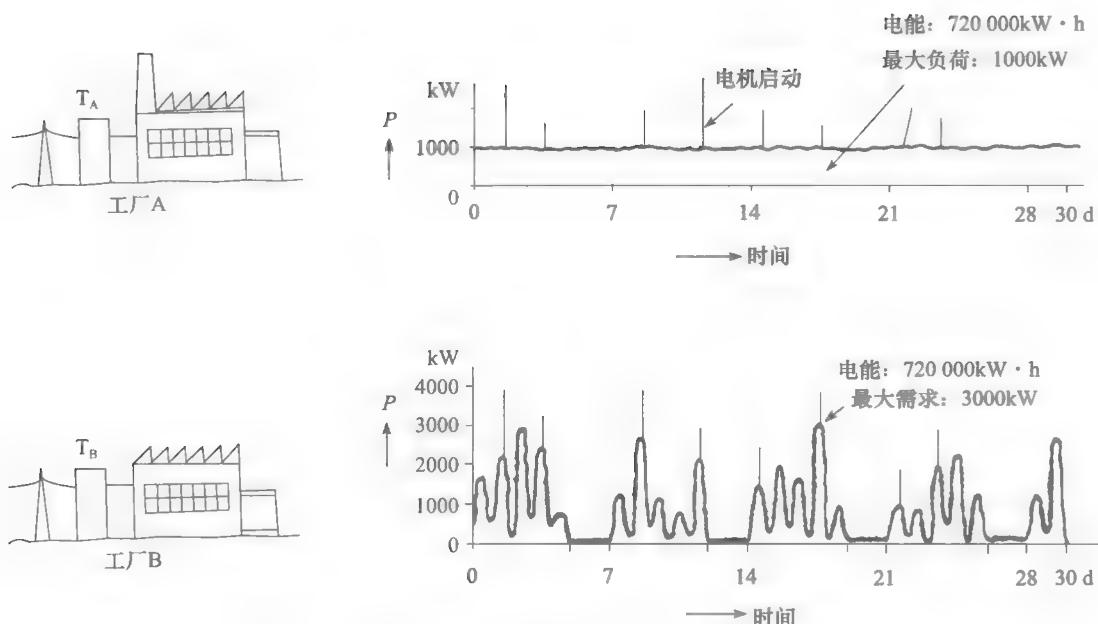


图 27-1 两个电能消耗相同但容量不同的工厂之间的比较

工厂B消耗的电能总数与工厂A相同，但是其负荷是在不断变化的，即功率是在50～3000kW之间浮动，如图所示。显然，向工厂B供电的变压器和输电线路的容量都比向工厂A供电的要大。因此，电力公司以向工厂B供电的投资更大。所以，工厂B为其消耗的电能支付更多的费用是合理的。

对于用户和电力公司而言，稳定的电能消费容量是有利的，功率越平稳，花费越少。

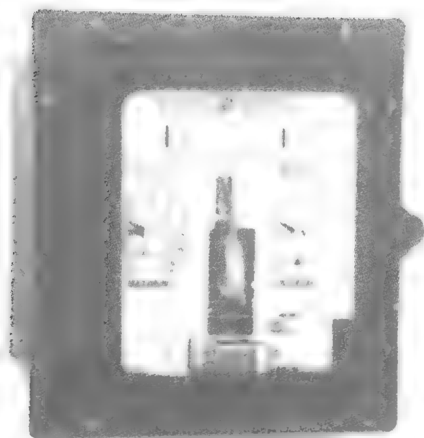
27.3 需求计量

图27-1显示了一些持续时间极短的功率尖峰。这些尖峰与电机启动时需要的较高功率对应。但是，这些高启动功率持续的时间，不足以让电力公司认为值得为此安装相应的大型设备。问题因此产生：功率尖峰应当持续多长的时间才值得重视？这个问题的答案取决于好几个因素，但是这个时间段通常视为10、15或30分钟。对于特大型用户，例如一个城市，这个平均时间段可能长达60分钟，也被称为需求时段。

为监测工厂所消耗的功率，需要在用户的接线进口处安装一种特殊的计量表。它可以自动测量在一个连续的需求周期内（例如15分钟）的平均功率。在每个时间间隔内测量出的平均功率称为需求量。随着时间的推移，这个计量表准确地记录下每15分钟需求量，并且指针随着需求量的变化上下移动。为了记录最大的需求量，计量表装有第二根指针，这根指针一旦被推至高读数区，它就停留在其被推至的最高的读数位置。在月底，电力公司的职员会来记录下这个最大的读数并且将这根指针置零。

这个特殊的计量表被称为需求表，并且被安置在大多数工业和商业机构接线进口处（见图27-2）。图27-3是一种可打印的需求表，用于计量大型工业负荷。打印出的资料包括永久性的需求记录，可用于诊断和计费。


图 27-2 能量及需求综合表
（图片由 Sangamo 提供）


图 27-3 可打印的需求表
（图片由 General Electric 提供）

例 27-1 图 27-4 表示某大型工厂在早上 7:00 至 9:00 的有功功率消耗。需求表设置的需求周期为 30 分钟。我们假设在 7:00 第一根指针读数为 2MW，第二根（被推动的）指针读数为 3MW，那么在接下来的时间里，需求表的读数会是多少？

a. 7:30　　b. 8:00

c. 8:30　　d. 9:00

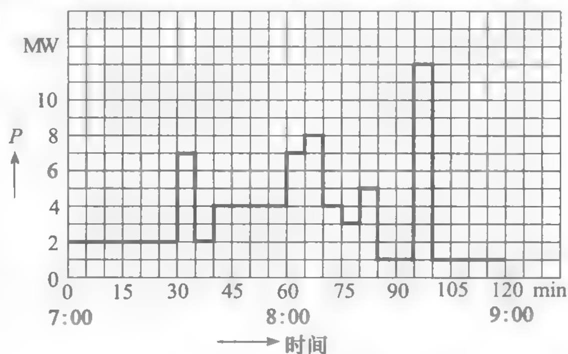


图 27-4 某工厂有功功率消耗的实时记录

解 a. 根据图中所示，在 7:00 至 7:30 之间的平均功率（或需求）是 2MW。所以，指针 1 在 7:30 继续指向 2MW，指针 2 指向 3MW 的位置。

b. 7:30 至 8:00 之间的平均功率（或需求）等于按时间分配的能量值：

$$P_d = (7\text{MW} \times 5\text{min} + 2\text{MW} \times 5\text{min} + 4\text{MW} \times 20\text{min})/30\text{min} = 4.17\text{MW}$$

在这个 30 分钟的时间间隔内，指针 1 逐步地从 2MW（在 7:30）移至 4.17MW（在 8:00），可推动的指针 2 指向 4.17MW。于是，在 8:00 两根指针都指向 4.17MW。注意需求读数远低于发生在此时间段内的 7MW 峰值。

c. 在 8:00 至 8:30 之间的需求为

$$P_d = (7 \times 5 + 8 \times 5 + 4 \times 5 + 3 \times 5 + 5 \times 5 + 1 \times 5)/30 = 4.67\text{MW}$$

因此，在 8:30 两根指针往上移动至 4.67MW。

d. 在 8:30 至 9:00 之间的需求为

$$P_d = (1 \times 5 + 12 \times 5 + 1 \times 20)/30 = 2.83\text{MW}$$ ◀

在这个 30 分钟的时间间隔内，指针 1 从 4.67MW 降至从 2.83MW，但是指针 2 仍然在先前的最大值 4.67MW 处。

27.4 基于功率因数的电费

大多数交流电机，例如异步电动机和变压器，需要吸收无功功率以产生其磁场。因此，这些机器的功率因数小于 1，所以安装了此类设备的工厂的功率因数也是小于 1 的。

低的功率因数会增加电能的成本，请看下面的例子：

考虑两个工厂X和Y，它们消耗相同量的电能（kW·h），并且它们的最大需求（kW）也相同。但是，工厂X的功率因数为1，工厂Y的功率因素是0.5（见图27-5）。

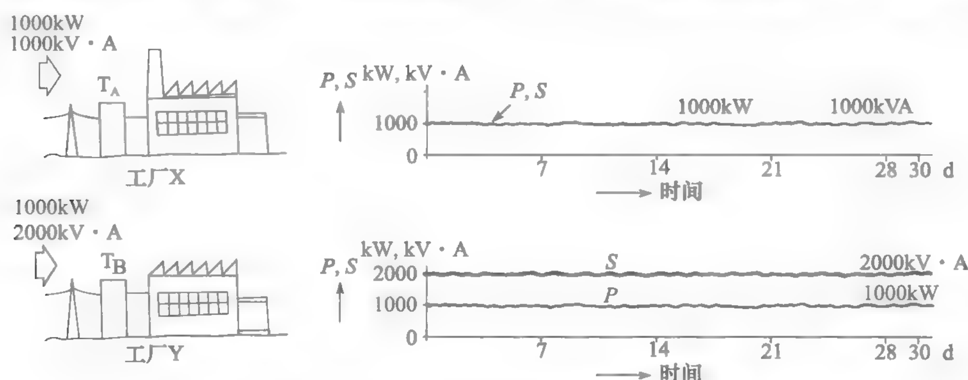


图27-5 功率因数较低的工厂需要容量更大的供电线路和设备

电能和需求量是相同的，因此瓦特表和需求表在月底会显示相同的读数。乍看之下，似乎工厂X和Y需要支付相同的电费。但是，我们不能忽视每个工厂所消耗的视在功率。

工厂X消耗的视在功率：

$$S = P/\cos\theta$$
$$= 1000/1.0 = 1000\text{kV}\cdot\text{A}$$

工厂Y消耗的视在功率：

$$S = P/\cos\theta = 1000/0.5 = 2000\text{kV}\cdot\text{A}$$

由于供电线路的电流与视在功率是成比例的，与工厂X相比，供给工厂Y的电流是X的2倍。因此向Y供电的导线也是X的两倍大。更糟糕的是，变压器、断路器、隔离开关和其他的一些向Y供电的设备容量也是向X供电设备容量的两倍。

所以电力公司为向Y提供服务而增加更多的投资。于是从逻辑上，Y为此支付更多电费是合乎情理的，尽管它与X消耗的电能相同。实际上，电费结构被设计为当功率因数较低时，会自动提高计费。大多数的电力公司要求其工业客户的功率因数在0.9或以上，以享受最低电费。当功率因数太低时，通常对于用户而言改进其功率因数值要比每个月支付较高的账单更好。在工厂的接线进口处，计量设备的负荷侧安装电容器是常见的方法。这些电容器可以提供工厂所需部分或是全部无功功率。用于功率因数修正的工业电容器制成单相或三相的形式，额定值通常为5kvar到200kvar。

27.5 典型电费结构

电力公司的计费方式各地差别很大，所以我们只能就这个主题给予一般概述。大多数公司按照客户的用电需求将其划分为若干类。例如，某电力公司区分以下四种用电功率类型。

1. 民用功率——符合住宅或租屋需求的功率
2. 小功率——小于100kW的功率
3. 中等功率——100kW或更大的功率，但是小于5000kW
4. 大功率——大于5000kW的功率

表27-2在比较的基础上，给出了每类用户的费率结构形式。另外，在中等功率或大功率用户与电力公司之间也常常签订合同。这种合同中明确约定了最小每月需求量、最小功率因数、

电压范围和其他各项涉及电力稳定性、增长速度、债务、非尖峰用电、季度用电，价格增长等的条款。但是，对于居民用电而言，电费规定是非常直接和明确的（见表 27-2）。

表 27-2 典型电费结构

居民电费结构

典型条款：

1. ……这种费率可适用于单幢私人住宅的电力服务……
2. 这种费率适用于单相，60Hz 的交流电……

电费规定

每月最小收费：不低于$5.00

每月的第一个 100kW·h 部分，5 美分/kW·h

每月的下一个 200kW·h 部分，3 美分/kW·h

每月超过 200kW·h 部分，2 美分/kW·h

一般功率电费结构（中等用户）

典型合同条款：

1. 用户的每月最大需求值，或者是合同需求值，不低于 50kW，同时不高于 5000kW
2. 在合同期间，电力公司向用户提供 1000kW 的稳定电力
3. 电力以额定三相，线电压 480V，60Hz 形式传输。
4. 合同中所涉及的电力供应不得引起电力公司系统不正常的扰动。如果发生了不合理的干扰，包括谐波电流，对通信系统产生干扰，用户将自费修正这些干扰。
5. 电压波动不超过额定值的 7%
6. 电力公司将定期对计量设备做测试，以维持较高的精确度
7. 用户使用电力时在三相上的电流是合理平衡的。用户同意如果重负荷相的电流值超过其余两相中任一相电流值的 20%时，将会采取纠正措施。若所以上所提及的电流不平衡没有被修正，电力公司将分相测量负荷，并且以任意一相最大需求值的三倍作为计费需求值。
8. 任意月份的最大需求值是此月任意 30 分钟周期所测量出的需求最大值。
9. 在任意 30 分钟周期，如果测量的最高平均 kV·A 值的 90%高于最大需求，则以该值做为计费需求。

电费规定

容量收费：每月$3.00/kW

能量收费：第一个 100 小时部分，4 美分/kW·h

每月下一个 50 000kW·h 部分，2 美分/kW·h

剩下的其余部分能量，1.2 美分/kW·h

一般功率电费结构（大用户）

典型合同条款：

1. 用户的每月最大需求值，或者是合同需求值高于 5000kW
2. 条款类似上述一般电力合同（中等用户）的 2 至 8 款
3. 合同持续期间为 10 年
4. 任一月份的最小收费账单值等于此前 36 个月最高需求收费值的 70%
5. 不得强使电力公司提供超过用户合同需求的电力供应

电费规定

容量收费：用电峰值在 75 000kW 以内部分的$2.5 每千瓦

用电峰值超过 75 000kW 部分的$2.00 每千瓦

超过用户合同容量部分每月每千瓦$2.20

能量用电费：每月 2 千万 kW·h 以内 6.1 厘/千瓦时

下一个 3 千万 kW·h 为 6 厘/千瓦时

超出部分 5.9 厘/kW·h

27.6 需求控制器

对于工业或商业用户，最大需求值在电费账单的组成中扮演着非常重要的角色。使最大需求值尽量小能够节省大量费用。因此，可以安装一种警报装置，在负荷超过预先设定的最大值时会发声报警。某些不是绝对必需的负荷可以被暂时关掉直到高峰期过去。这个过程可以由需求控制器自动完成，它可以接通或断开独立的负荷以保持需求在规定的最大

值之内（见图 27-6）。这种设备每年可轻松为中等用户节省数千美元。



图 27-6 自动负荷控制器，只要当负荷需求达到预先设定的水平即可甩除不必要的负荷。图中所示的型号可以控制高达 96 个负荷
（图片由 Gentec Inc 提供）

例 27-2 家庭用户电费账单

某居民 8 月份用电 900kW·h，利用表 27-2 给出的居民电费结构计算其电费账单。

解 最小收费 =$5.00

第一个 100kW·h@5 美分/kW·h = 5.00

下一个 200kW·h@3 美分/kW·h = 6.00

剩下消耗的能量

(900－300)＝600kW·h

600kW·h@2 美分/kW·h =12.00

这个月的总账单 $28.00

平均成本可表示为 2800/900＝3.11 美分/kW·h。

居民住宅并不安装需求计量表，这是因为其最大需求基本不超过 10kW。 ◀

表 27-3 显示了家庭常用的多种电器设备的耗电量。图 27-7 是一个使用电热式墙式烘炉的家庭的例子。

表 27-3 家用电器平均月消耗电能

拥有一台自动洗衣机和一台洗碗机的五口之家平均月消耗电能			
用电设备	耗电量	用电设备	耗电量
热水器（2000 加仑/月）	500	洗衣机	100
水箱	100	咖啡机	9
炉灶	100	音响系统	9
照明	100	收音机	7
烘干机	70	割草机	7
洗碗机	30	吸尘器	4
电水壶	20	烤箱	4
电煮锅	15	钟表	2
电熨斗	12		



图 27-7 全电力住房最大值是在 1 月，消耗电能 9400kW · h，最小值是在 7 月，消耗电能 2100kW · h

例 27-3 中等用户的电费账单

一个小型工厂日夜运转，每周七天，每月耗电 260 000kW · h。最大需求值 1200kW，最大需求视在功率 1700kV · A。注意这个工厂的需求以有功功率（kW）和视在功率（kV · A）测量。利用中等用户电费表（见表 27-2）计算其电费。

解 在这里条款 9 很重要，因为 90%的视在功率需求为 90%×1700＝1530kV · A，这个值大于最大需求值 1200kW。于是需求收费就是 1530kW 而不是 1200kW。功率因数比较低，因此计费的需求值（1530kW）要高于测量值（1200kW）。

应用费率结构表，需求收费为

1530kW@$3.00/kW ＝$4590

第一个 100 小时的能量收费为

1530kW×100 小时

＝153 000kW · h@4 美分/kW · h

＝153 000×0.04 ＝ 6120

下一 50 000kW · h 能量收费

50 000kW · h@2 美分/kW · h ＝ 1000

剩下的能量为（260 000－153 000－50 000）＝57 000kW · h

剩下的能量部分收费为 57 000kW · h@1.2 美分/kW · h ＝ 684

本月的总账单 $12 394

电能的平均成本为

单位成本＝12 394/260 000＝4.77 美分/kW · h ◀

图 27-8 显示了一家同时装备有需求控制器和功率因数修正电容的工厂。



图 27-8 占地面积 1300 平方米的小型工厂。它的加热是由电流通过嵌在混凝土地板内的强化导线网络来实现的。负荷控制器根据生产（优先负荷）水平接通或断开加热部分（非优先负荷），需求因此保持在预先的设定水平以下。年度负荷消耗：375 000kW · h；冬季最大需求：92kW；夏季最大需求：87kW

（图片由 Lab-Volt 提供）

例 27-4 大用户的电费账单

一个造纸厂每月耗电 28×10^6 千瓦时。需求测量表峰值读数 43 000kW。用表 27-2 中给出的大用户电费表计算每月的电费账单。

解 a. 负荷收费

43 000kW@\$2.50/kW　　=\$107 500

b. 第一个 20 百万千瓦时能量收费

20×10^6kW·h@6.1×10^{-3}美分/kW·h

$20\times10^6\times6.1/1000$　　=122 000

剩下的能量收费

(28－20) ＝8 百万千瓦时

8×10^6kW·h@6.0×10^{-3} 美分/kW·h

$8\times10^6\times6.0/1000$　　=48 000

本月的总账单　　\$277 500

每千瓦时的平均成本

$277\,500/28\times10^6=9.9\times10^{-3}=9.9$ 厘

约等于 1 美分/千瓦时

每月接近 300 000 美元的电费账单可能看起来很高，但是我们需知道这在最终产品的售价中只占不到 5%。图 27-9 是一个大城市的功率和电能需求。◀



图 27-9 在 1998 年，加拿大蒙特利尔市 908 343 位用户耗电 26 335GW·h。冬季的最大需求为 6695MW；夏季的最大需求是 3591MW。居民用户：834 935；一般机构用户：67 234；工业用户：6174。（图片由 Hydro-Québec and of Service de la C. I. D. E. M.，Ville de Montreal 提供）

27.7 功率因数修正

只要降低的年度电费额度大于所需电容器安装成本的年度分摊，功率因数修正（或提高）在经济上就是可行的。在某些情况下，用户除了遵守电力公司指定的最小功率因数外没有其他的选择。

功率因数可以通过在工厂或商业企业的用户进线端安装电容器来进行改进。在另外一些情况下，单个设备或电机的功率因数在特别低的情况下也需要修正。

例 27-5 一个工厂消耗的视在功率 300kV·A，功率因数 65%（滞后）。计算用户进线处电容器的无功功率容量，使其可以

a. 提高功率因数到 1

b. 提高功率因数到 85%。

解 a. 这个工厂消耗的视在功率是

$$S=300\text{kV}\cdot\text{A}$$

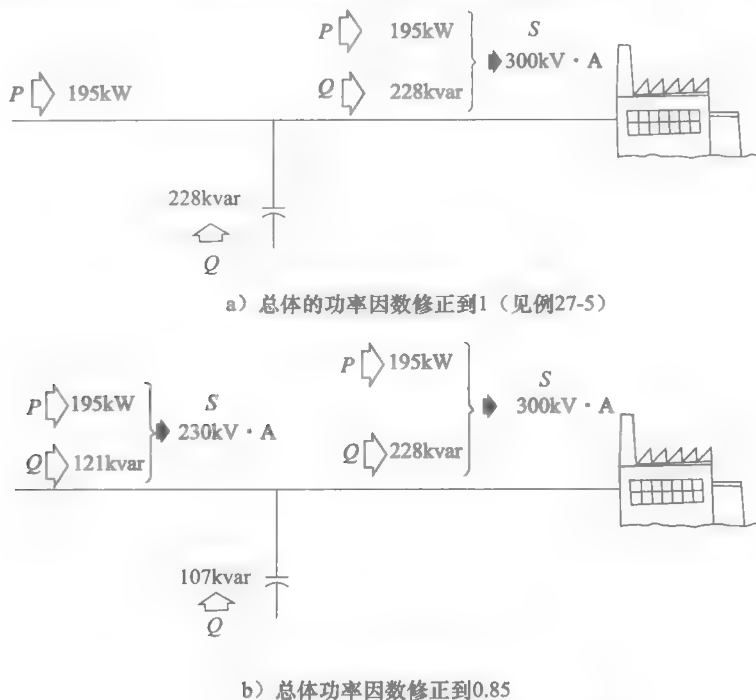
工厂消耗的有功功率是

$$P=S\cos\theta=300\times0.65=195\text{kW}$$

工厂消耗的无功功率是

$$Q=\sqrt{S^2-P^2}=\sqrt{300^2-195^2}=228\text{kvar}$$

若将功率因数提高到 1，我们将提供负荷消耗的所有无功功率（228kvar）。因此，三相电容的额定值是 228kvar。图 27-10a 给出了有功和无功潮流。



a）总体的功率因数修正到1（见例27-5）

b）总体功率因数修正到0.85

图 27-10 功率因数为 1 或 0.85 时的电容器容量

b. 由于机械负荷和热负荷没有发生变化，所以工厂仍然使用相同数量的有功功率（195kW）。但是，由于新的总功率因数是 0.85（滞后），从输电线上获得的视在功率是

$$S=P/\cos\theta=195/0.85=230\text{kV}\cdot\text{A}$$

输电线上提供的新的无功功率是

$$Q=\sqrt{230^2-195^2}=121\text{kvar}$$

因为工厂仍然使用 228kvar，并且输电线上供应的只有 121kvar，差额部分必须来源于电容器。设备的额定值为

$$Q=(228-121)=107\text{kvar}$$ ◀

因此，如果我们可以接受 0.85 的功率因数（而不是 1），我们可以安装稍小的电容器组，由此降低成本。图 27-10b 是在输电线和工厂之间新的功率潮流。注意此时工厂获得相同的有功和无功功率，与电容器安装容量无关。

商业和工业用户的需求在一天之内变化很大。因此，常见的做法是在用户进线处装设

可变电容器。对于大用户而言，自动控制器对电容器单元的通断可使功率因数维持在95%以上。

例 27-6 一个600kW的感应炉连接在800V的单相电线上，运行功率因数为0.6滞后。它由4kV输电线和降压变压器供电（见图27-11）。

a. 计算4kV输电线上的电流。

b. 如果在变压器的高压侧安装500kvar的电容器，计算新的功率因数和输电线路电流。

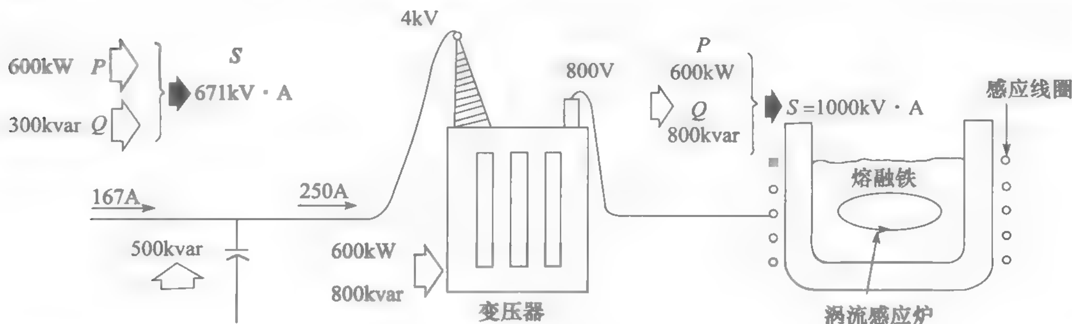


图 27-11 单相负荷的功率因数修正（见例27-6）

解 这是一个有趣的算例，在这里要应用单相的功率因数修正。原因是感应炉是一个单相的设备，然而工厂是三相供电的。我们是不能在用户进线处增加平衡的三相电容器来修正单相设备的功率因数。

a. 感应炉消耗的有功功率

$$P = 600\text{kW}$$

感应炉消耗的视在功率

$$S = P/\cos\theta = 600/0.6 = 1000\text{kV} \cdot \text{A}$$

4kV输电线上的电流

$$I = S/E = 1000/4 = 250\text{A}$$

b. 感应炉消耗的无功功率

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{1000^2 - 600^2} = 800\text{kvar}$$

电容器提供的无功功率

$$Q_C = 500\text{kvar}$$

输电线提供的无功功率

$$Q_L = Q - Q_C = 800 - 500 = 300\text{kvar}$$

从输电线上获得的有功

$$P_L = 600\text{kW}$$

从输电线上获得的视在功率

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2} = \sqrt{600^2 + 300^2} = 671\text{kV} \cdot \text{A}$$

新的功率因数为

$$\cos\theta = P_L/S_L = 600/671 = 0.89$$

新的线电流是

$$I = S_L/E = 671000/4000 = 168\text{A}$$ ◀

通过安装单相电容器组，线电流从250A下降到168A，降低了33%。这也会带来输电线上I^2R损失和电压跌落的减少。进一步地，功率因数由60%上升到89%也会明显地

减少每个月的电费账单。最后，三相线电流在用户进线处更可能达到平衡，尽管会有单相的大负荷。

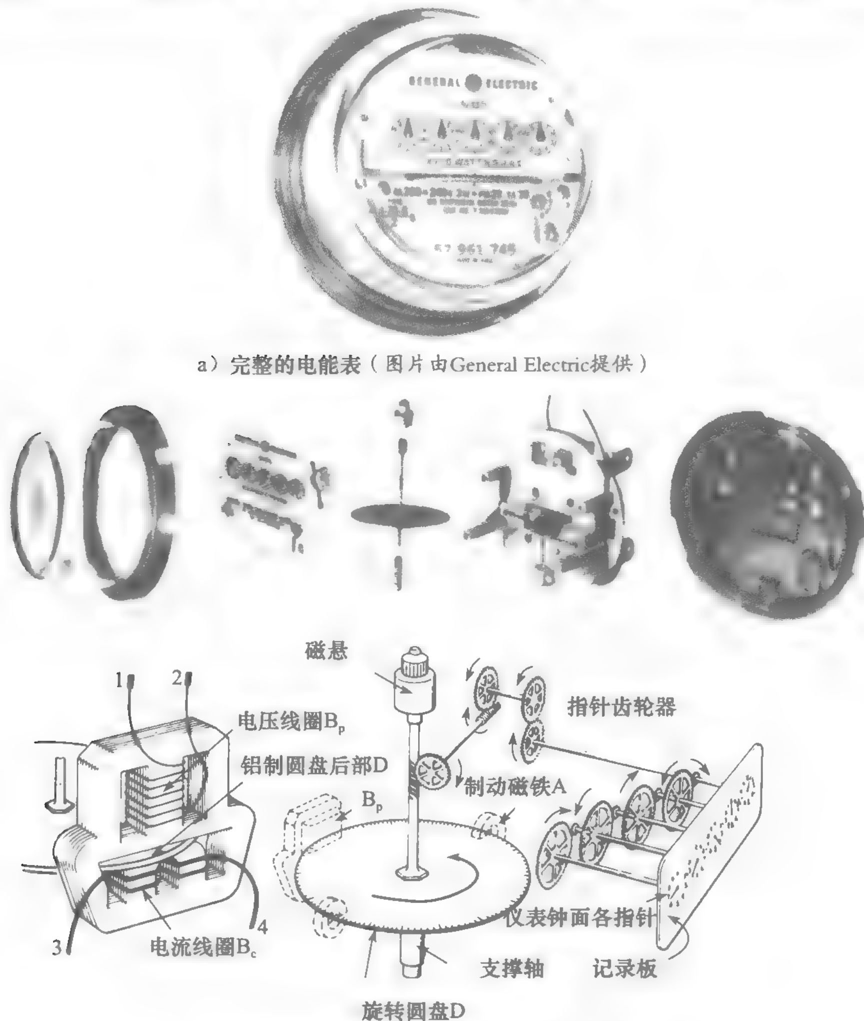
读者可参考 8.22 节。那一节谈到使用电感和电容，怎样使单相的大负荷能达到平衡，且三相负荷功率因数达到 1。

27.8　测量电能的电能表

我们已经知道能量的国际单位是焦耳。但是，多年来，电力企业都使用千瓦时来测量向工业和私人住宅供应的能量，1 千瓦时等于 3.6 兆焦耳。

可测量工业及居民使用能量的仪表被称为电能表（瓦特小时表），它们的设计原理是以功率乘以时间作为用户使用的电能。电费账单通常是基于一个月内消耗的千瓦时数。因此，电能表必须非常精确。对于居民计量而言，感应式电能表是在实际中使用的仅有的电表类型。

图 27-12 显示了电能表的主要组成部分：匝数很多的电压线圈 B_P；电流线圈 B_C；由一根垂直的轴支撑的铝制圆盘 D；永久磁铁 A 和一个齿轮机械转动记录圆盘的读数。当这只电能表连上单相输电线，铝盘经受一个转矩，使其像一只高精密电机一样转动。



a）完整的电能表（图片由General Electric提供）

b）组成电能表的各部分（图片由General Electric提供）

图 27-12　电能表及其各部分

27.9 电能表原理

电能表原理可参考图 27-13 进行理解。负荷电流 I 产生可变的磁通量 Φ_C 穿过铝盘，在上面产生一个电压和涡电流 I_f。另一方面，电压线圈 B_P 产生的磁通 Φ_p 拦阻了电流 I_f。铝盘因此受到一个力（见 2.22 节），由此而产生的扭矩使其转动。可以看出，这个扭矩与磁通 Φ_p，电流 I_f 以及它们之间夹角的余弦成比例。因为 Φ_p 和 I_f 分别与电压 E 和负荷电流 I 成比例，于是这个电动机转矩和 $EI\cos\theta$ 成比例，这就是被输送到负荷的有功功率。但是，这只是问题的一部分。

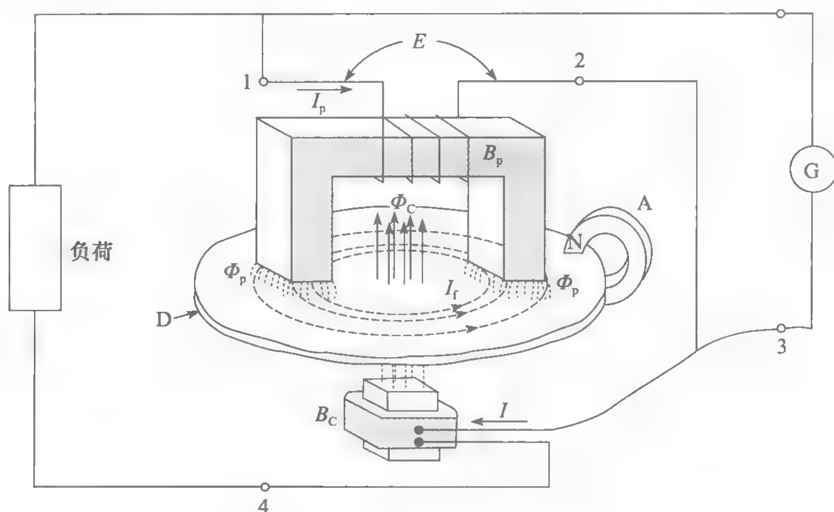


图 27-13 电能表的运转原理

随着铝盘在永久磁铁 A 的两极之间运动，在铝盘上引起了第二个涡电流的漩涡。源自永久磁铁的磁通和这些涡电流之间的相互作用产生了一个制动转矩，它的值与铝盘的转速成比例。由于电动机转矩和制动转矩相等（见 3.11 节），于是转速和电动机转矩成比例。我们发现后者和供应给负荷的有功功率是成比例的。因此，每秒钟的转速和每秒钟的焦耳数也是成比例的。所以，铝盘的转速和供应给负荷的焦耳数量（能量）也是成比例的。

27.10 电能表读数

除了其他一些细节之外，电能表的铭牌还列出了额定电压、电流和频率，以及计量常数 K_h。常数 K_h 是一个在铝盘每转流经计量仪表以瓦特小时表示的能量的数值。因此，我们可以通过对铝盘旋转次数计数来计算流经电能表的能量的数值。然后，将能量除以时间，我们就能计算在一段时间内供应给负荷的有功平均值。

例 27-7 电能表的铭牌上 $K_h=3.0$。如果铝盘在 2 分钟内转了 17 转，计算在此时间段内负荷的电能消耗和负荷的平均功率。

解 每转代表了 3.0W·h 的能量消耗量。在 2 分钟的时间段内，电能消耗是

$$E_h = K_h \times \text{转数}$$

$$= 3.0 \times 1.7 = 51\text{W}\cdot\text{h}$$

负荷在此时间段内吸收的平均功率是

$$P = E_h/t = 51/2\text{W}\cdot\text{h/min}$$

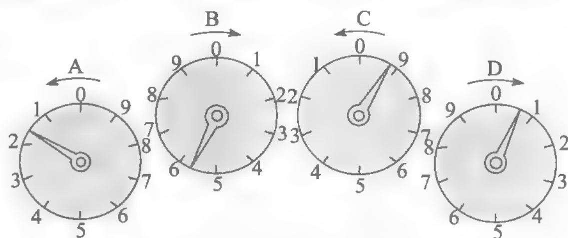


图 27-14 读电能表的表盘

$$= 51/(1/30)\text{W}\cdot\text{h/h} = 51\times 30\text{W} = 1530\text{W}$$

大多数电能表有四个表盘来指示消耗电能的数量。表盘从左到右，读数表示自从此电能表首次安装提供服务之后所消耗掉的千瓦时数值。在单独的表盘读数时，我们采用的是指针摆过的最后一个数字。例如，在图 27-14 中，读数是 1-5-9-0，或 1590kW·h。为测量在一个月内的电能消耗值，我们简单地将月末和月初的读数相减。一些现代化的电能表给出的是数字化的读数，当然，这样读数就更简单了。 ◀

27.11 测量三相电能和功率

三相负荷（三线系统）消耗的能量可以用两只单相电能表来测量。这两只表通常合为一只，在同一根轴上安装两只铝盘且使用单一读数（见图 27-15）。电流和电压线圈作为两只电能表的部分以同样的方式连接在导线上。

图 27-16 是一只三相固态电能表，其精度超过了感应式电能表。电子式电能表如今已发展为监视谐波容量和相间不平衡并作为测量过程的一部分，满足特殊的合同需求。



图 27-15 三相，三线电路的电能表
（图片由 General Electric 提供）



图 27-16 高精度电子式电能表给出通过三相输电线输出能量的数字式读数。它有 0.2%的精度，与最好的感应式电表 0.5%的精度相比而言更好。这种仪表应用在每月消耗值超过 10GW·h 的高功率的线路上
（图片由 Siemens 提供）

习题

初级

27-1 解释下列术语

需求

计费容量

最大需求

固定成本

厘

需求时段

27-2 使用表 27-2 给出的电费结构，计算一月消耗 920kW·h 的居民电费账单

27-3 解释为什么功率因数低的工厂收费较高

27-4 解释需求计量表的作用

27-5 使用表 27-2 给出的中等用户电费结构，计算以下情况下的月度电费账单

需求计量表读数 =120kW

需求收费 =150kW

能量消耗 =36 000kW·h

中级

27-6 五月某工厂的需求表的读数最大值4300kW。已知功率因数小于70%。

a. 如果安装的电容器使功率因数提高至0.9，最大需求值会受到影响吗?

b. 需求收费会受到影响吗?

27-7 根据例27-1，在8:00的最大需求读数是4.17MW。如果用一只另外的时间时段为15分钟的需求表代替原来的那只，计算在8:00的新的最大需求值

27-8 a. 对一个拥有300 000户居民的北美现代化大城市（参考图27-9)，估计其一年的电能消耗。

b. 如果平均电价是40厘/kW·h，计算为此城市供电服务的年度成本。

27-9 一只电动机从输电线上获得75kW，功率因数为$\cos\theta=0.72$（滞后)。

a. 计算此电动机消耗的Q值和S值。

b. 如果一只20kvar的三相电容器与此电动机并联，输电线上供应的新的P和Q值是多少?

c. 计算在电容器安装之后，输电线电流下降的百分比。

27-10 一座工厂消耗160kW，功率因数为滞后的0.55。

a. 计算将功率因数提高到1，需要安装的电容器容量(kvar)。

b. 如果功率因数只上升到0.9（滞后)，电容器组的成本会下降多少（百分值)?

27-11 a. 假设大型工业购买电能的价格为15厘/kW·h，估算一台4000马力的电动机以96%的效率运行的时的每小时成本。

b. 如果电动机日夜运行，每年365天。假设电动机重新设计后的效率上升到97%，每年能节省多少?

27-12 a. 参考使用表27-2给出的居民电费结构，计算在指定月内消耗20kW·h的每千瓦时成本。

b. 电子炉内的加热元件额定功率1200W，使用同样的电费结构，每小时运行的最小可能成本是多少?

27-13 每桶42加仑的油价格32美元，能够产生的热度值为11 500Btu/gal。当热电厂中燃烧这种燃料来发电时，总体效率是典型的35%。计算仅考虑燃料价格的每千瓦时的最小成本。

27-14 描述电能表的结构，解释铝盘为什么会转?

27-15 图27-13中的铝盘在某10kW负荷时转速10r/min。如果有5kvar的电容器与负荷并联，新的转速值是多少?

27-16 我们想借助一只电能表来确定家中的电子加热器的功率。所有其他的负荷都被关闭，发现铝盘一分钟转10整转。如果$K_h=3.0$，计算加热器的功率。

27-17 a. 图27-13中永久磁铁的磁通在10年内下降0.5%。考虑在转速和仪表的精度上会有什么影响?

b. 线圈B_C的电阻随温度变化而变化，如果有功负荷保持不变，这会对转速产生影响吗?

27-18 一只家庭电能表的精度是0.7%。如果每月的消费量是800kW·h，计算其最大的可能误差。

工业应用

27-19 一只200马力的感应电动机驱动一只离心水泵每分钟运送10 000加仑的水，此时阀门全开，转速为1760r/min。当所需水量较少时，阀门部分关闭以减少水流。

根据建议，使用可变速率的变频器驱动，在高水流和低水流保持阀门开放。下面的信息是关于表27-4给出的三种运行方式：

1. 阀门全开
2. 阀门调节
3. 阀门全开时，配变频驱动

表 27-4

	电机输入[kW]	电机损耗[kW]	水泵损耗[kW]	阀损耗[kW]	流量[Gal/min]
(1)	135	10	25	0	10 000
(2)	133	10	27	32	8000
(3)	89	9	16	0	8000

200马力电力的变速变频器成本是$32 000。能量成本是6美分/千瓦时，每天工作17小时。参考表27-4，回答以下问题：

a. 采用变频器取代调整阀门之后，每天节省的电能有多少?

b. 安装变频器后，每年可节省多少钱?

第28章 直流输电

28.0 引言

大功率、高电压电力电子换流器的发展使利用直流进行传输和控制大功率成为可能。直流输电提供了一些独特性质，可与目前交流电网互为补充。本章将讲述北美及世界各地使用的各种直流输电方式。在学习本章之前，读者首先应回顾一下第21章中所涉及的电力电子的原理。

28.1 直流输电的特点

与交流输电相比，直流输电的优势有哪些？列举如下：

1. 直流的控制速度更快。例如，直流线路上兆瓦级功率1秒内可以改变传输方向。这个性质在直流线路与现有的交流电网同时运行时很有意义。当系统将要不稳定时（由于交流系统受到扰动），可以改变直流电的振幅来抵消和抑制功率振荡。快速的电力控制也意味着直流输电短路电流可以被限制得比交流输电短路电流小得多。

2. 直流电可以通过电缆传输到很远的距离。我们知道由于电缆电容的存在，交流电只能传输几十千米（见25.29节），一旦超出这个范围，由电缆电容产生的无功功率将超出电缆本身的额定功率。但是电缆电容不会对稳态的直流电产生影响，理论上直流电不存在传输距离的限制。因此，可以通过海底电缆进行直流输电，而这在交流输电中是不可想象的。此外，利用直流输电还可以通过地下电缆来向城市中心输送电能。与架空线不同，地下电缆是看不见的，所以可以免受大气污染，并且解决了公用通道的安全问题。

3. 我们知道交流电只能在频率相同的中心之间传输，而且传输的功率与线路电抗以及线路两端的电压相角密切相关（见25.23节）。而直流输电却不用考虑频率及相角问题，稳态潮流也不受线路电抗的限制，唯一能够限制电能传输的就是线路电阻了，这也意味着用直流输电能进行更远距离的电能传输。但这要考虑边际效益，因为交流输电现在大功率送电距离也达到1000km以上。

4. 当线路的长度超过数百千米的时候，架空直流线路相比于交流输电在经济性上将具有竞争力。直流输电线路走廊宽度更小，而且现有经验数据表明，由于雷电原因引起的运行中断事故也有所减少。因此，直流输电线路可将位于煤矿或瀑布附近的电厂的大功率电能直接送往负荷中心。

5. 在远距离输电线路两端的是背靠背换流站，它将直流线路与相邻几米远处的交流电网相互连接。背靠背换流站使得两个系统能够按各自的频率和相角运行。因此，一个系统里的扰动不会影响到其他系统的稳定性。此外，系统间的潮流可以在几毫秒之内改变甚至倒转方向——远远超过在交流系统中的变化速度。

与交流输电线路不同，直流线路不易在线路各点上切断电流。实际上，直流线路通常是点对点系统，连接一个大型发电站与一个大型负荷中心。电力电子换流站安装在每条传输线路的两端，而不是两条线路之间。然而，一条始发于詹姆斯湾附近拉迪森市的多端直流线路已经建成，用来向新英格兰和魁北克的三个节点供电。

28.2 基本的直流输电系统

一个直流输电系统基本上由直流输电线路连接两个交流系统而成，线路一端的换流站

（换流站运行于整流状态）将交流电转换成直流电，而另一端的换流站则将直流电转化成交流电（换流站运行于逆变状态）。

我们可以用图 28-1 中的电路来描述直流输电系统的主干构成：换流站 1 是一个三相六脉冲整流器，它将母线 1 输送进来的交流电转换成直流电；而转换过来的直流电在到达两条传输线末端后，经过换流站 2（即逆变器）再转换回交流电。整流器和逆变器都按它们连接的线路上的线电压转换（参见 21.9 节、21.20 节、21.28 节、21.29 节）。因此，即使各节点的工作频率完全不同，电力传输也不会受到影响，电网可以正常运作。

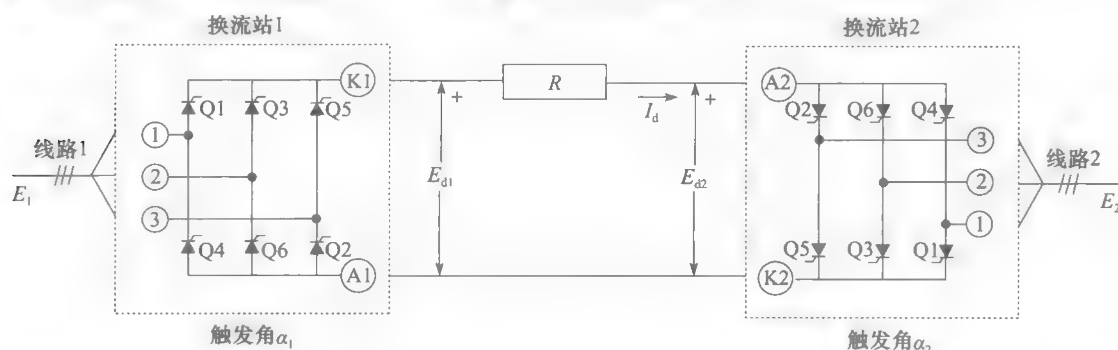


图 28-1 连接三相线路 1 和三相线路 2 的基本 DC 输电系统

若改变触发角 α_1 和 α_2，使换流站 1 成为逆变器而换流站 2 成为整流器，则潮流方向也将改变。触发角的改变倒转了传输线的极性，但是电流的方向保持不变，这种操作模式是晶闸管只能单向导通所造成的。

直流电压 E_{d1} 和 E_{d2} 基本上是完全相同的，其电压差也就是线路压降 IR，而线路压降通常小到可以忽略不计，除非需要考虑到线损、效率以及热损耗等。

由于输电线路上的电压很高，图 28-1 中所示的每个晶闸管实际上都是由一些晶闸管串联组成的，这样一组晶闸管通常称为换流阀，一个 50kV、1000A 的换流阀通常是由 50 个串联的晶闸管组成的。图 28-1 中的每一个换流站都包含 300 个晶闸管，每一桥臂上的 50 个晶闸管同时触发，就像一只超级晶闸管在工作一样。

28.3 电压、电流和功率的关系

在实际的传输线路中，无纹波直流电压 E_d 和换流站的正弦波输出间一定要使用扼流圈 L_1 和 L_2（见图 28-2）进行缓冲（见 21.10 节、21.26 节和 21.31 节），因此电压 E_{1G} 和 E_d 之间的电位差出现在电感 L_1 上，电压 E_{2G} 和 E_d 之间的电位差出现在电感 L_2 上。这些电感同时也令传输线上的交流谐波减少到一个可接受的水平。

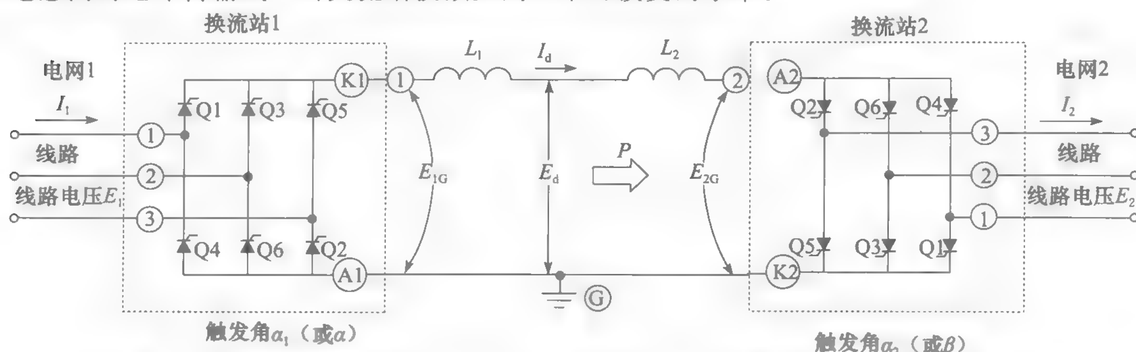


图 28-2 在波动的直流电压 E_{1G}、E_{2G} 和无纹波电压 E_d 中需要平波电抗器 L_1 和 L_2

若忽略换流重叠的影响，整流器直流侧电压 E_{1G} 的波形如图 28-3a 所示，电压 E_{2G} 的波形如图 28-3b 所示。假设整流器触发角 $\alpha_1=15°$、逆变器触发角 $\alpha_2=150°$，则直流线路电压为

$$E_d = 1.35E_1\cos\ \alpha_1 = 1.35E_1\cos 15° = 1.304E_1$$

同理，

$$E_d = 1.35E_2\cos\alpha_2$$

在直流输电中，一般将整流角 α_1 记为 α。此外，一般不将逆变器触发角看作整流器过零点的滞后角 α_2，而是把它作为超前角 β，即不称为滞后角 $\alpha_2=150°$（就像在第 21～23 章中讲到逆变电路时），而是说超前角 $\beta=30°$（见图 28-3b）。β 和 α_2 可以按照以下等式求出

$$\beta = 180 - \alpha_2$$

可以证明，当 $\beta=90°$时逆变器的电压为 0，$\beta=0°$时电压最大。

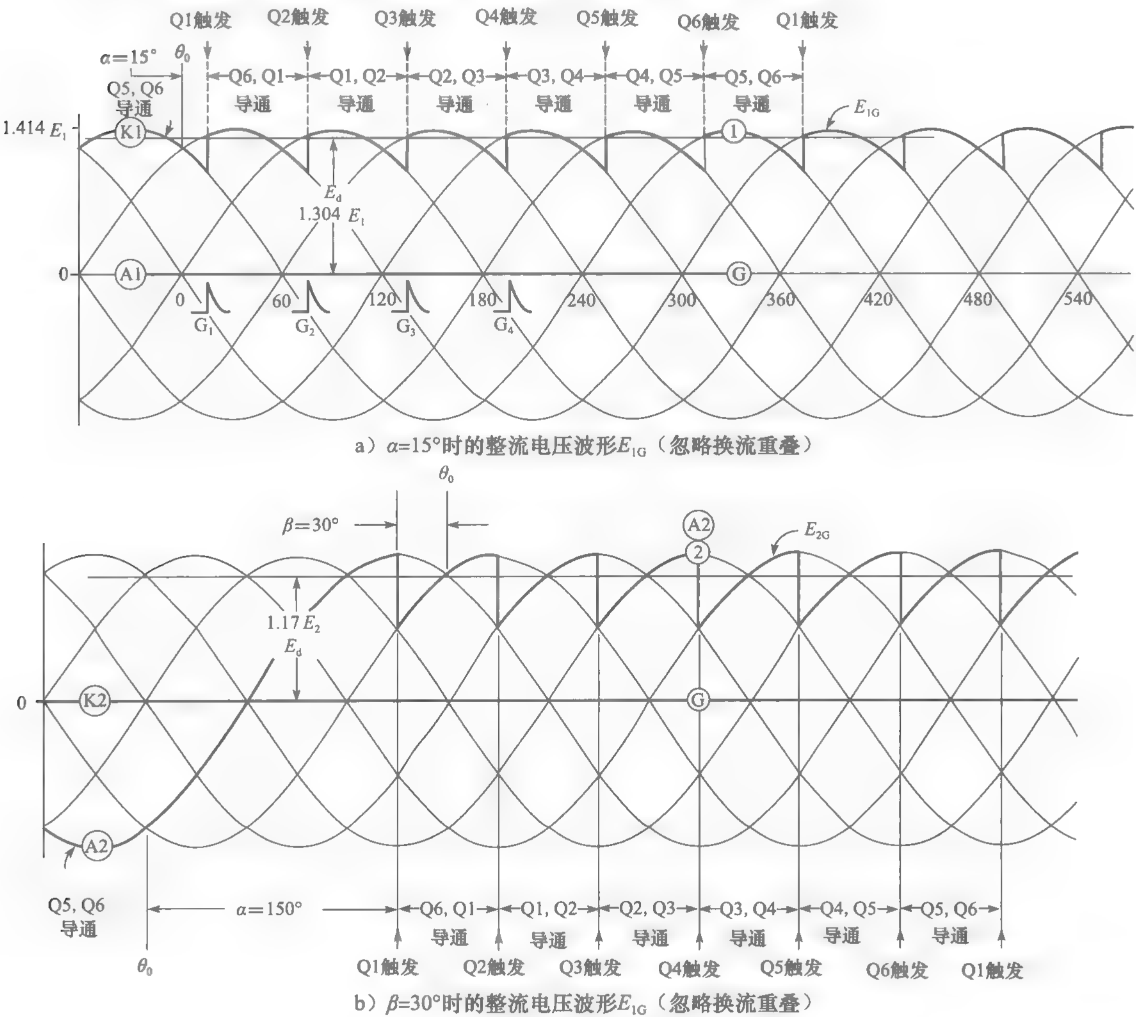


图 28-3 整流器和逆变器电压波形

直流输电系统中的电压、电流和功率之间的关系与任何交直流混合系统都是相同的。考虑到图 28-2，并以我们已经学过的方程式为基础，这三者之间的关系可以表述如下：

$$P = E_d I_d$$

$$E_d = 1.35E_1 \cos\alpha$$
$$E_d = 1.35E_2 \cos\beta$$
$$I_1 = I_2 = 0.816I_d$$
$$Q_1 = P\tan\alpha$$
$$Q_2 = P\tan\beta$$

式中，P=有功功率［W］；E_d=直流线电压［V］；I_d=直流线电流［A］；I_1，I_2=交流线路1、2中方波电流的有效值［A］；E_1，E_2=交流线电压有效值［V］；Q_1，Q_1=换流站1、2所吸收的无功功率［var］；α=整流器滞后角［°］；β=逆变器超前角［°］。

为了使无功功率Q_1、Q_2尽量小，令α、β趋近于0°。然而，出于实际原因并考虑到换流重叠的影响，α约取25°，β约取35°时效果较好[㊀]。通过这些值，我们可以计算一个传输线比例模型上电压和电流的相对值。模型中，假设在电压等级为100kV的电缆上传输1000A的电流（见图28-4）。

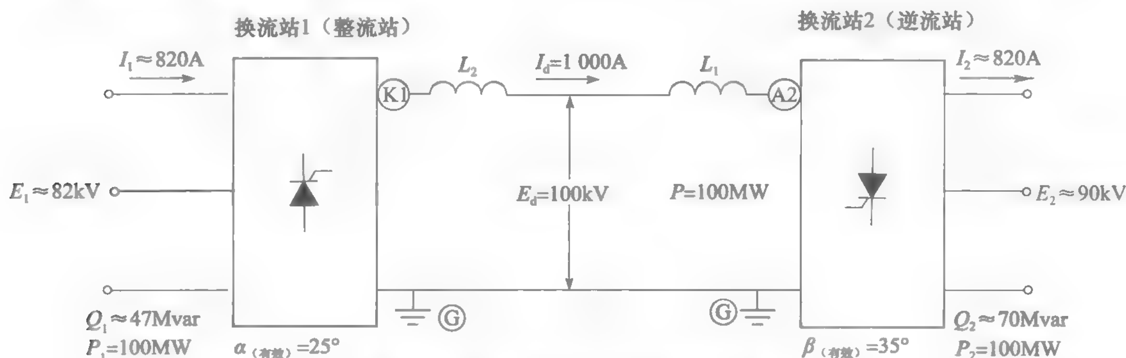


图28-4 简单直流输电系统的比例模型

因此，可以得到

$$E_d = 1.35E_1 \cos\alpha$$
$$100\text{kV} = 1.35E_2 \cos 25°$$
$$E_1 = 82\text{kV}$$

另外

$$E_d = 1.35E_2 \cos\beta$$
$$100\text{kV} = 1.35E_1 \cos 35°$$
$$E_2 = 90\text{kV}$$

并且

$$I_1 = I_2 = 0.816I_d = 0.816 \times 1000 = 820\text{A}$$
$$P = E_d I_d = 100\text{kV} \times 1000\text{A} = 100\text{MW}$$

㊀ 有效的触发角α^*和β^*取决于以下几点：
1. 实际触发角α和β
2. 换相重叠角μ
3. 关断角γ
这几个量的大体关系是：

$$\cos\alpha^* = 1/2[\cos\alpha + \cos(\alpha+\mu)]$$
$$\cos\beta^* = 1/2[\cos\beta + \cos(\beta+\mu)]$$
$$\beta = \gamma + \mu$$

$$Q_1 = P\tan\alpha = 100\tan 25^\circ = 47\text{Mvar}$$
$$Q_2 = P\tan\beta = 100\tan 35^\circ = 70\text{Mvar}$$

图 28-4 的比例模型可以用来确定任何直流输电线路中电压、电流和功率的相对值。

例 28-1 某直流输电线路工作在电压 150kV，电流 400A 的情况下，试计算以下近似值：

a. 各换流站处的交流侧线电压值；
b. 交流侧线电流；
c. 整流器吸收的有功功率；
d. 各换流站吸收的无功功率。

解 利用图 28-4 的比例模型并乘以一个适当的比例系数，可以得到如下结果：

a. 交流侧线电压：

$$E_1 = (150\text{kV}/100\text{kV}) \times 82 = 123\text{kV}$$
$$E_2 = (150\text{kV}/100\text{kV}) \times 90 = 135\text{kV}$$

b. 交流侧线电流有效值：

$$I_1 = I_2 = (400/1000) \times 820 = 328\text{A}$$

c. 整流器吸收的有功功率：

$$P_1 = 150\text{kV} \times 400\text{A} = 60\,000\text{kW} = 60\text{MW}$$

d. 各换流站吸收的无功功率：

$$Q_1 = (60/100) \times 47 = 28\text{Mvar}$$
$$Q_2 = (60/100) \times 70 = 42\text{Mvar}$$

◀

28.4 直流线路中的功率波动

为了确保直流输电的稳定性，整流器和逆变器必须有特殊的伏安特性，这些特性是由计算机控制的门触发电路实现的。我们可以通过对比当这种控制不存在的情况下系统的状态，来更好地理解它的重要性。

图 28-5 表明直流输电线路存在电阻 R，换流站两端的电压为 E_{d1} 和 E_{d2}，由此产生的直流输电线上电流 I_d 由下式给出

$$I_d = (E_{d1} - E_{d2})/R \tag{28.1}$$

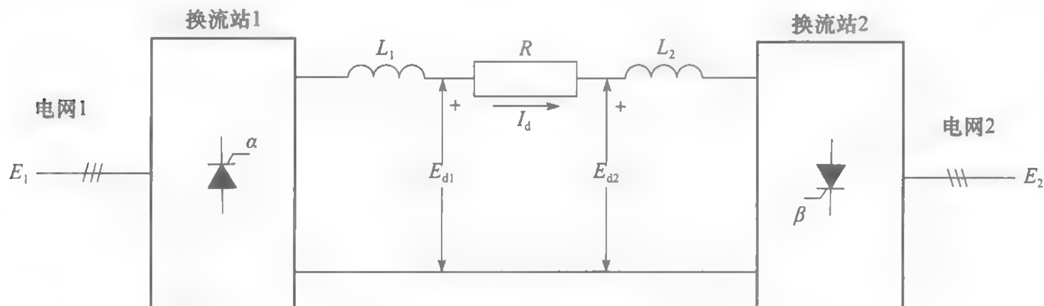


图 28-5 E_{1G} 或 E_{2G} 的小扰动会令电流 I_d 发生很大变化

由于线路电阻很小，电压 E_{d1} 和 E_{d2} 之间一个微小的电压差就会在线路上产生满载电流，而一个微小的电压变化也会引起电流 I_d 的巨大变化。例如，如果电压 E_{d1} 只增加几个百分点，线路的电流很有可能增加一倍；相反，如果电压 E_{d2} 增加几个百分点，线电流 I_d 甚至可以下降到零。

遗憾的是，交流电网中负荷突变或其他一些扰动都可能会引起交流侧线电压 E_1 或 E_2

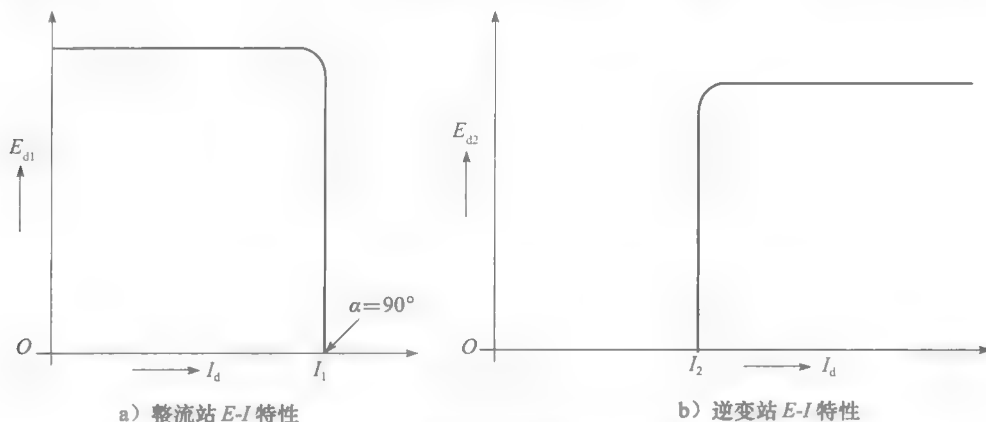
出现波动，E_{d1}和E_{d2}随之发生突变。换流站和输电线路瞬间反应，将导致直流电流出现剧烈波动，两个网络之间也会产生大的功率波动。这种浪涌是不可接受的，它会导致电网各节点的不稳定以及晶闸管元件故障。

通过调节触发角α和β确实可以抵消交流线路上的电压波动。但是，如果能设计这样一个系统，使得大的、不可预测的直流浪涌根本不能产生当然更好，下面我们看看如何实现这个想法。

28.5 整流器和逆变器的特点

在实际的直流输电系统中，由计算机控制的整流电路服从如图28-6a所示的E-I曲线。假设交流线电压E_1是一个固定的值，直流端线电流I_d达到I_1的过程中输出电压E_{d1}保持不变，但过了该点后，E_{d1}会急剧下降。为获得E-I特性曲线，在线电流I_d的值达到I_1之前应保持触发角α不变，此后α（自动）增加很快，当$E_{d1}=0$时，$I_d=I_1$。换句话说，如果在整流器的直流侧发生短路，直流短路电流等于I_1。

对于逆变器，得到如图28-6b所示的E-I曲线。假设交流线电压E_2的值固定，在直流电流I_d的值达到目标值I_2之前电压E_{d2}一直保持为零。这意味着电流从零变化到I_2的过程中，触发角$\beta=90°$，而一旦直流电流值达到预期I_2，触发角β（自动）迅速降到限制值30°左右。



a）整流站E-I特性　　b）逆变站E-I特性

图28-6 整流站和逆变站的E-I特性

在正常工况下，逆变器的电压等级要比整流器的稍微低一些，而且极限电流I_2也比I_1要稍小些。在图28-7a中，将整流器和逆变器的特性曲线相结合，可以很好地看出这种电压，电流的约束作用，其中两条曲线的相交点正好是实际工作的电压、电流值。显然线电流I_d等于I_1（由整流器的特性曲线决定），电压E_d等于E_{d2}（由逆变器的特性曲线决定），而电流I_1与I_2之间的差值叫做电流容限ΔI，其通常约等于额定线电流的10%并保持不变。

如果线路电阻适当，电压降IR可修正整流器的特性曲线，使其呈现图28-7a中虚线所示的特性曲线。但是这样的修正不影响正常状态下的运行点，因此输入逆变器的有功功率的大小等于$E_{d2}I_1$。

28.6 功率控制

如果直流线路潮流改变，整流器和逆变器的E-I特性曲线是需要做出实时改变修正的。电压E_{d1}和E_{d2}保持不变，而电流I_1和I_2同时变动，电流差保持不变。因此，在

图 28-7b中新的 E-I 特性曲线上电流 I_d 比图 28-7a 中小。那么，通过前后移动 E-I 特性曲线，就能在一个比较大的范围内调节直流功率。注意，电压 E_{d2} 是固定值，这由逆变器决定，而线电流则由整流器决定。

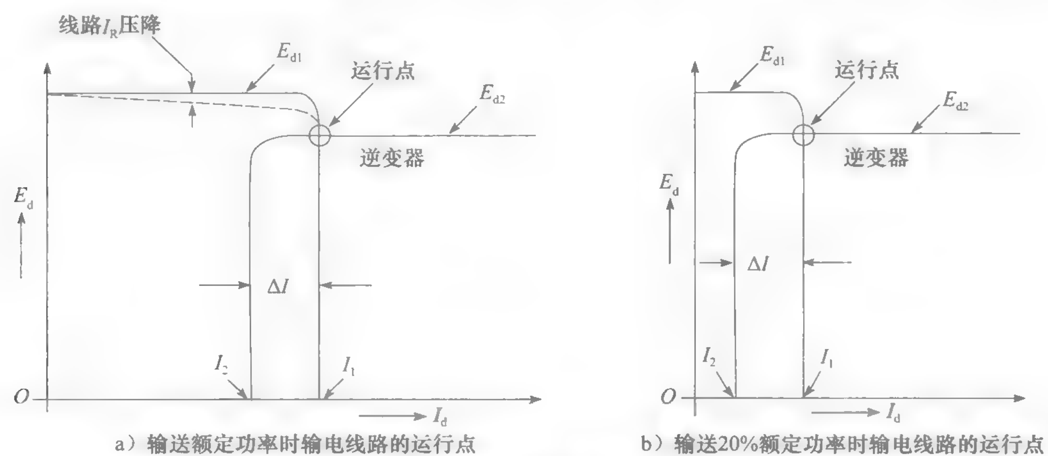


图 28-7 输送不同功率时输电线路的运行点

那么，读者可能会有这样的疑问：为了得到以上简单的结果，为什么 E-I 特性曲线的形状如此特殊？这是因为直流线路两端都必须要在不太影响直流潮流的情况下，适应交流电压的波动，还必须能在线路发生短路时限制故障电流。下面将解释这是如何实现的。

28.7 电压波动的影响

我们假定图 28-7a 中直流输电线路的电流 I_1 是满载电流，假如交流输电线 1 的线电压突然增大，电压 E_{d1} 的值也会按比例增加，但这并不会对 I_1 或 E_{d2} 的大小造成影响，因此线路潮流不受影响。

另一方面，如果线电压 E_2 下降，那么电压 E_{d2} 也会按比例下降。而与此同时，直流电流是保持不变的，但由于电压 E_{d2} 下降了，因此线路功率也会下降，但功率的变化比例不会超过线电压 E_2 变化的比例。

其次，如果输电线 1 上出现大扰动，电压 E_{d1} 的值可能会大幅度降低，这将产生一个新的工作点，如图 28-8 所示，直流线电流瞬间从 I_1 降至 I_2，同时电压值也相应地从 E_{d2} 降到了 E_{d1}，但由于电流本身有 10%的裕度，电流下降并不算过多，所以并不会对潮流造成十分明显的影响。一旦线路上的干扰被清除，E-I 特性曲线将会变回到图 28-7a 所示的情况。

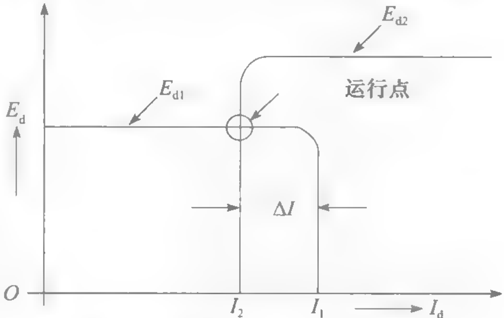


图 28-8 E_1 迅速下降时运行点的变化

最后，直流线路短路是最坏情况之一。整流器提供最大电流 I_1 时，逆变器吸收最大电流 I_2，因此短路电流为 $I_F=(I_1-I_2)$，是正常电流的 10%左右（见图 28-9）。一般直流线路上的短路电流比交流线路上的要小得多，另外，E_{d1} 和

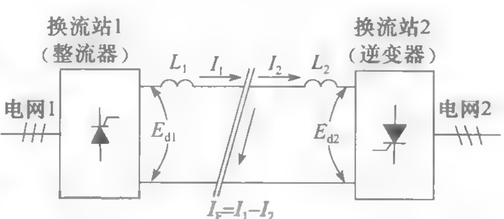


图 28-9 故障点的短路电流不能超过 10%的额定线电流

E_{d2}的值接近 0，因此短路功率很小。

现在我们已经知道了这种特殊形状的 E-I 特性曲线可以阻止传输线上的功率波动，并且可有效地限制短路电流。虽然在实际情况下，E-I 特性曲线与图 28-7a 中有些许区别，但基本特性是相同的。

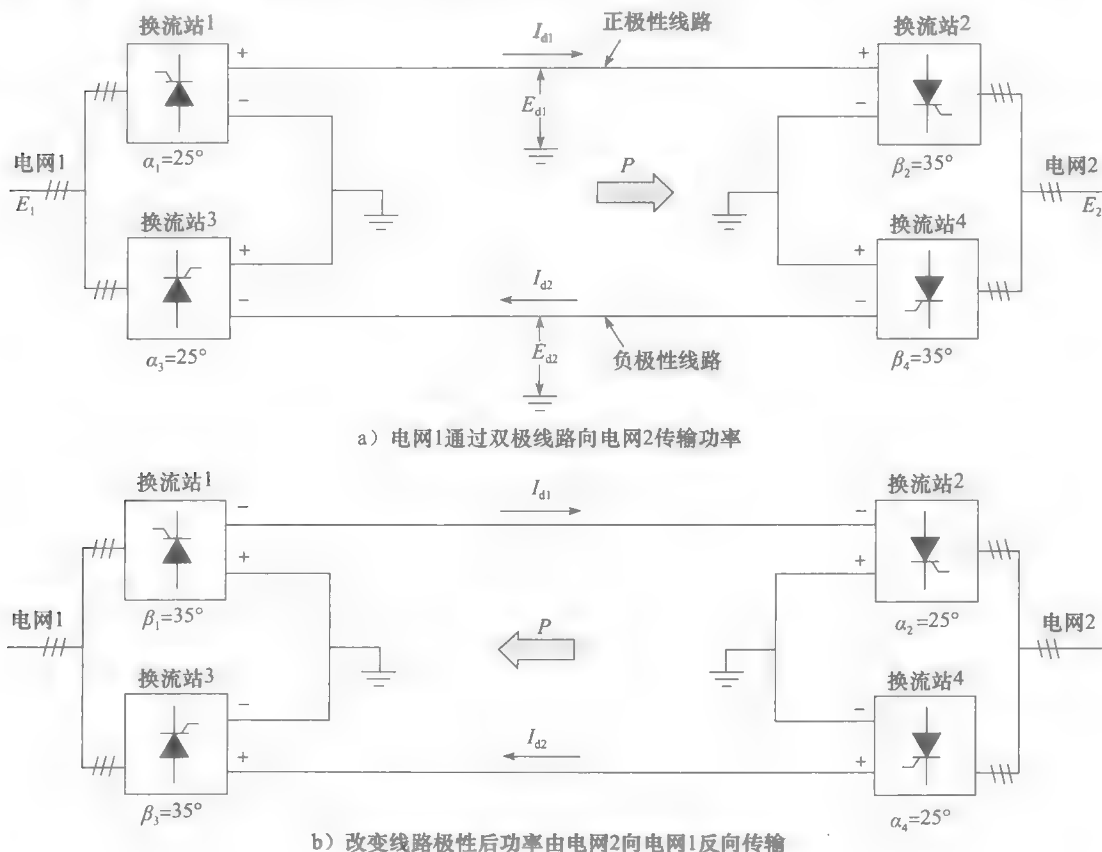
28.8 双极型输电线路

大多数直流输电线都是双极性的，系统两端两个换流站之间通过正负两根线路以及大地回线相互连接（见图 28-10a），正极线上的电流为 I_{d1}，负极线上的电流为 I_{d2}，换流站 1、3 为整流器，而换流站 2、4 为逆变器，电能通过双极线从交流电网 1 传到交流电网 2。正常工况下换流站能自动维护双极线路的电流平衡，使得地线中电流 $I_{d1}-I_{d2}$ 通常很小。

采用双极输电系统主要有三个优点：首先，正常工况下地线电流很小，因此，地下管道、金属构件等所受到的电化学腐蚀会降到最低；其次，一个输电杆塔可以带两回线路，其输送的电能是交流方式的两倍，而需要增加的投资相当少；第三，当一极发生故障中断停运时，另一极仍能工作，在交流系统之间输送一半的额定功率。

28.9 潮流反转

通过改变晶闸管的触发角，可令直流潮流在两极线路中反转，潮流反转后，原来的整流器变成了逆变器，反之亦然。由于换流器导电的单向性，潮流反转时直流线极性反转，但直流电流 I_{d1} 和 I_{d2} 的方向不发生改变（见图 28-10b）。



a）电网1通过双极线路向电网2传输功率

b）改变线路极性后功率由电网2向电网1反向传输

图 28-10 双极输电线路的电能传输

28.10 直流输电线路的组成

为了能够正常工作，除了基本的换流器外，直流输电系统还要有一些必要的辅助元件。如图28-11所示，直流输电系统主要有以下几个部分构成：直流线路电感（L）、直流侧谐波滤波器（F_{dc}）、换流变压器（T_1，T_2）、无功功率补偿器（Q_1、Q_2）、交流侧谐波滤波器（F_{ac}）、换流站之间的微波通信线路、接地电极（Gd）。

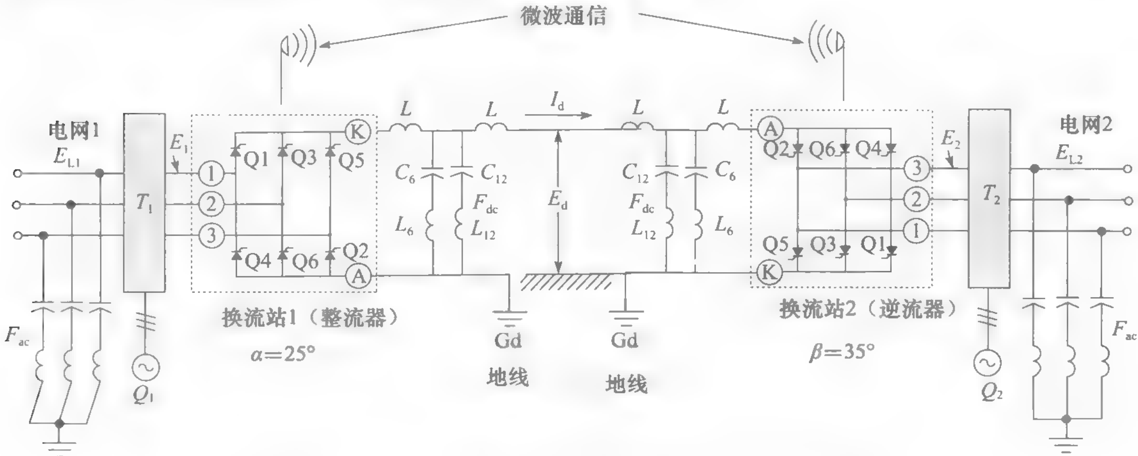


图28-11 包含主要元件的HVDC输电系统示意图

以上各个组成部件的功能作用将在以后的章节中详细叙述。

28.11 电感器与直流侧谐波滤波器（6脉冲换流器）

直流侧的整流器和逆变器之间均会产生电压谐波（见21.31节），将引起6次和12次谐波电流，一旦这种电流流过直流线路，就会影响附近的电话线使之产生严重的噪声。因此，必须在线路上安装滤波器以防止线上产生谐波电流。该滤波器由两个电感L和一个分流滤波器F_{dc}构成，分流滤波器F_{dc}由两个串联的LC电路组成，分别将短路6次和12次谐波电流调整到零（见图28-11）。

线路上发生故障时，电感L也可防止产生的电流急剧变大，这使得晶闸管可以在电流太大无法控制之前将其控制住。

28.12 换流变压器

整流器侧换流变压器的基本目的是把交流电压E_{L1}变换到换流器所需的换相电压E_1，三相换流变压器一次侧和二次侧之间可以用Y-Y或Y-△连接，而低压三次绕组（见12.5节）有时会直接连上一个无功电源（Q_1）。

正如所见，直流电压E_d从空载到满载是基本保持不变的。此外，为了减少换流器吸收的无功功率，应该把触发角α控制在一个较小的范围，这意味着交流输入电压和换流器的直流输出电压之间的比值基本上是固定的。因为E_d为常数，所以E_1也必须保持基本不变。

遗憾的是，交流电压E_{L1}在一天内可能会有很大的波动，因此要在整流器侧的换流变压器上安装全自动分接头，可以使输入不断变化的交流电压E_{L1}转换成输出为相对恒定的电压E_1。当E_{L1}值的变化超过一定时间时，分接头就由一个自动调节器自动转换接头。同样，逆变器侧也需要这样的分接头。

28.13 无功电源

被换流器吸收的无功功率 Q 必须由大电网或者本地无功电源提供。因为一天中传输的有功功率不断变化，无功电源也一定要跟着变化，所以需要可变静态电容或者同步电容（见 17.15 节）。

28.14 交流侧谐波滤波器

三相 6 脉冲换流器会在交流侧产生 5 次、7 次、11 次、13 次（甚至更高次）谐波电流。这些谐波是由不稳定的电流波形引起的（见 21.11 节）。由于谐波电流会对电话产生干扰，不能让这些电流流过交流线路。因此需要用三相交流线和地之间的低阻抗滤波器来将其旁路掉。各种频率的滤波器都是Y形联结中性点接地，在 60Hz 的电网上，每个三相滤波器由一系列被调到 300、420、660、和 780Hz 的串联谐振 LC 电路组成。

60Hz 系统的这些 LC 电路几乎都呈容性，因此它们能提供被换流器吸收的无功功率 Q。

28.15 通信线路

为了控制线路两端的换流器，需要在它们之间建立通信线路。例如，为了维持电流裕度 ΔI（见图 28-7），在线路一端的逆变器必须“知道”整流器当前电流 I_1 是多少，此信息需要通过两个换流器间的高速通信线路传递。

28.16 地线

需要特别注意直流线两端的地线，接地电流对管道、线缆、金属结构有腐蚀作用。因此，实际的接地极通常在离换流站几千米远的地方，这样可以确保流经地线的直流电流不会在换流站本地产生问题。换流站和实际接地点间的直流地线可以采用架空或者封闭电缆。在接地点通常采用特殊的方法来减小接地电阻，当一个双极系统暂时运行在单极模式时，这一点尤为重要。此时接地电流可能会超过 1000A，其产生的热量最终可能会烘干埋地导线板，使得接地电阻增加。

最好的接地点是大水源附近，但即使这样，仍应该注意仔细选取接地方式。

28.17 单极换流站举例

图 28-12 为一个单极汞弧型逆变站的电路原理图。直流进线端工作电压为 150kV，其能量流向 230kV、三相、60Hz 的输电线路。两个 0.5H 的平滑电感串联在直流线上，这两个 LC 滤波器有效地将直流侧换流器产生的 6 次、12 次谐波滤掉，9Ω 和 11Ω 的电阻使得其对交流线上频率的微小变化不敏感。

三个以Y形联结的单相三绕组变压器连接到换流器的交流侧。一个 160Mvar 的同步电容连接到三次绕组上，为换流器提供无功功率。

针对 5 次、7 次、11 次和 13 次谐波电流的滤波器连接到三根交流线和 230kV 系统的中性点之间。如前所述，滤波器滤掉交流谐波电流，使其不能进入 230kV 线路。

图 28-13～图 28-17 使我们对各类组成部分的尺寸有个概念，这些组成部分都需要大量的开关站。

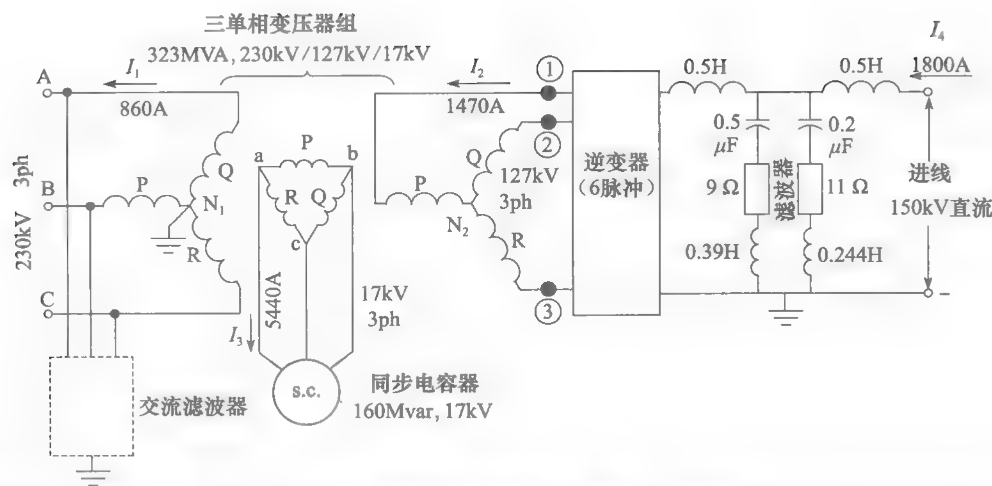


图 28-12 一个 150kV、1800A、60Hz 的汞弧型逆变器简化电路图。详细元件如图 28-13～图 28-17 所示



图 28-13 逆变站中的 12 个单相谐波滤波器用于滤除 300Hz、420Hz、660Hz 和 780Hz 谐波。它们连接在三相输电线路和 230kV、60Hz 输电线路的出口中性点之间。最前面的滤波器用于滤除 720Hz 谐波。它是一个由 2Ω 电阻、0.938uF 电容器组和 44.4mH 的充油电感组成的串联电路。720Hz 下 *LC* 电路的无功功率为 18.8Mvar

（图片由英国 GEC 电气工程有限公司提供）



图 28-14 三相换流变压器，额定电压 230kV/127kV/17kV，每个单相变压器额定功率 323MV · A

（图片由 Manitoba Hydro 提供）

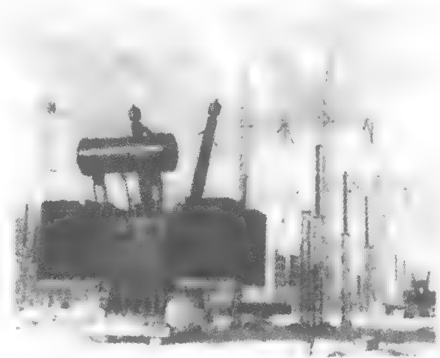


图 28-15 450kV 换流站直流侧的 0.5H 平波电感器。其中可见远处的第二个电感器（右下角）。两个设备间的空间允许安放直流侧的滤波器

（图片由 Manitoba Hydro 提供）



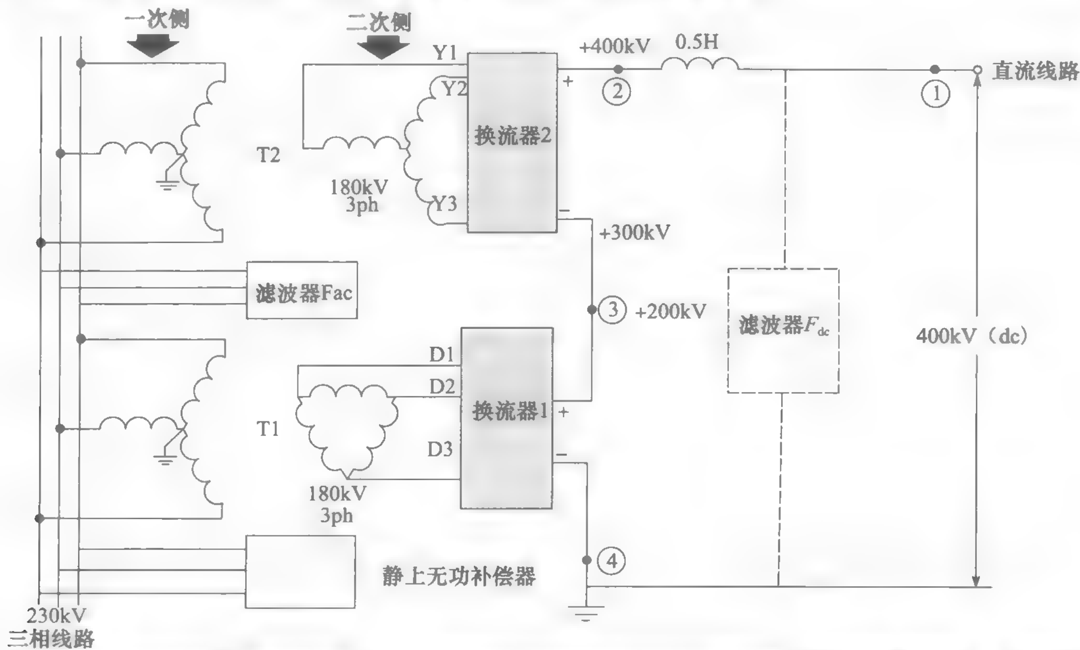
图 28-16　额定电压 150kV、额定功率 270MW 的三相 6 脉冲汞弧逆变器的局部图
（图片由 Manitoba Hydro 提供）



图 28-17　逆变器冷却设备局部图
（图片由 Manitoba Hydro 提供）

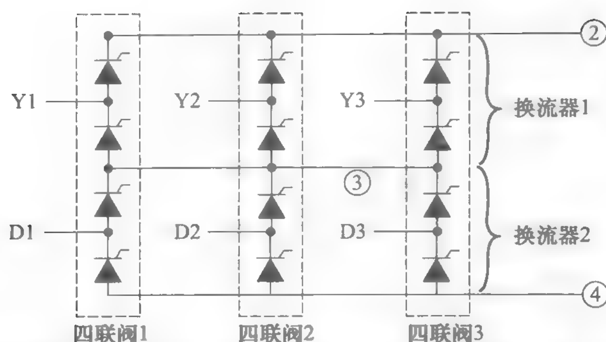
28.18　晶闸管换流站

汞弧型换流器已经被晶闸管换流器所代替，而且后者已经基本标准化，因此直流线路的每个端口都由两个 6 脉冲晶闸管换流器构成。图 28-18a 展示了两个 200kV 的换流器同 400kV 直流输出相连接的情况，直流侧串联，而交流侧本质上通过 230kV 的 3 相电缆并联。这意味着换流器 2（和变压器 T2 的二次绕组）工作在 200kV 的直流电压上，其绕组除了要承受 180kV 的交流电压，还要满足该直流电压绝缘要求。



a）一个±400kV换流站一极的示意图。它由两个在直流侧串联的200kV换流器构成，共含6个脉冲单元，分别连接到两个电压相位相差30°的三相变压器上。直流滤波器能够抑制12次谐波，而交流滤波器可抑制11次、13次和高次谐波进入230kV系统中。静态无功功率补偿器为换流器提供所需的无功功率

图 28-18　±400kV 换流站的一极示意图



b）12脉冲换流器的示意图，包含两个6脉冲换流器和接线。三个四联阀门是一极阀厅的主要器件

图 28-18 （续）

变压器 T1 的 180kV 绕组以Y-△方式连接，而变压器 T2 则是以Y-Y方式连接，这在 T1 和 T2 的二次侧电压间产生了一个 30°的相位差，导致换流器 1 和换流器 2 的晶闸管并不是在同一时刻触发的。实际上，这两个换流器可看作一个 12 脉冲换流器。

上面 30°的相位差所导致的一个重要结果是，两个换流器产生的 5 次和 7 次谐波电流在 T1 与 T2 的一次侧趋于互相抵消，所以不会出现在 230kV 线中。也就是说，实质上不需要针对这些谐波的滤波设备了。而且 30°的相位差消除了直流侧的 6 次谐波，原本为 F_{dc} 设置的滤波器也不需要了。

图 28-18b 展示了组成一个 12 脉冲换流器的 3 个电磁阀及其与直流、交流侧的连接。这些电磁阀叫做*四联阀*，因为其中的每个均是由四个桥臂组成的，图 28-21b 举例说明了这些电磁阀令人印象深刻的尺寸。

28.19 典型装置

直流输电已经在很多国家应用，下面展示了各种已经建成的系统和一些尚待解决的特殊问题。

1. 斯克内克塔迪：建于 1936 年，从梅彻尼克到斯克内克塔迪，17 英里长，5.25MW，30kV，使用汞弧换流器，将一个 40Hz 的系统和一个 60Hz 的系统结合在一起。

2. 哥特兰：第一条重要的直流输电线 1954 年建于瑞典。它通过一条 96km 的海底电缆将哥特兰岛（在波罗的海中间）和大陆连接了起来。单导线运行电压为 100kV，传输功率 20MW，接地电流通过海水。

3. 英吉利海峡：1961 年，一双极型海底线路落成在英法之间的英吉利海峡。两条电缆中的一条电压为＋100kV，而另一条电压为－100kV，它们共同承担了 160MW 的功率，可以进行双向输电。因为两国有一定时差，其用电高峰不在同一时刻，所以两国的电能交换带来了很大经济效益。不仅如此，法国在春季的水力发电容量过剩，这也让法国的电力出口变得很有吸引力。

4. 太平洋联络线：1970 年，一条额定电压为±400kV 的双向输电线路在达拉斯、俄勒冈州和洛杉矶之间建成。这条架空线跨越了 1370km，总容量 1440MW，电能可根据西北和东南的用电需求而任意送往这两大区域。这条直流传输线还有利于这两个地区间 3 相交流电网的稳定。

5. 纳尔逊河：坐落在加拿大温尼伯以北 890km 的纳尔逊河水电站，由±450kV的双极输电线路构成。每条传输线能够输送 1620MW 的功率，这些电能在温尼伯转换入交流电网。根据研究表明，在这个距离下，直流比交流输电要经济一点。

6. 伊尔河：这是坐落在加拿大伊尔河的背靠背换流站，连接了魁北克和纽宾土域省

非同步的两个 230kV 电网。两个系统的额定频率都是 60Hz，但考虑到稳定性，不可能使两个系统直接相连。这里的直流输电线，即连接逆变器和换流器导线的长度，只有几米长，电能可进行双向传输，最高功率能达到 320MW（参见图 28-19 和图 28-20）。



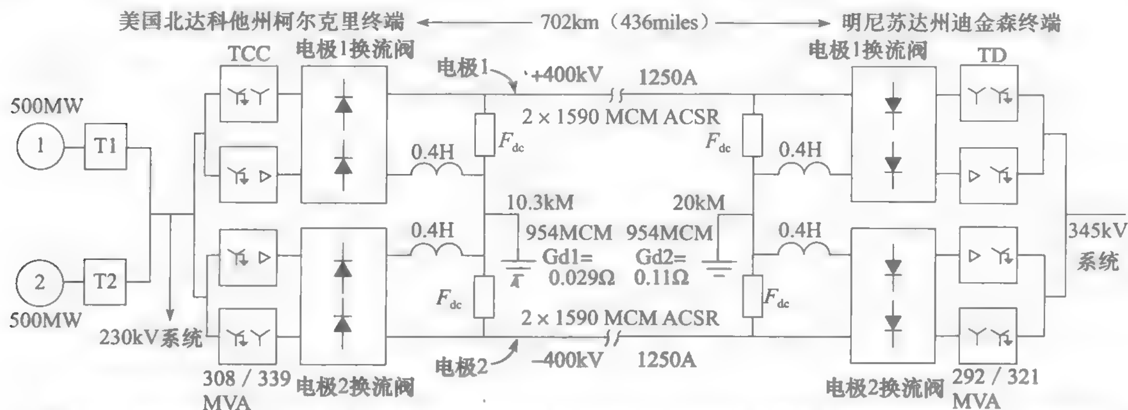
图 28-19　位于伊尔河的换流站和开关站，其以直流线路连接了魁北克和新布伦瑞克的交流电网。整流站和逆变站都安装在中心大楼里。它开创了固态晶闸管在商用高压直流输电方面的先河
（图片由新布伦瑞克电力提供）



图 28-20　矩形柜中一个 6 脉冲晶闸管电磁阀视图。它由三相换流变压器供电，输出为 40kV、2000A，其成百个晶闸管个体由一个可靠、抗干扰的光纤控制系统触发。
8 个这样的矩形柜，以及 3 个同步电容器、4 个换流变压器，组成了整个换流站终端
（图片由通用电气提供）

这座换流站是晶闸管的第一次大型商业应用。

7. CU 工程：这座紧靠褐煤矿、离安德伍德不远的发电站，将电能通过直流输送到东部 436 英里且靠近明尼苏达州明尼阿波利斯的一个换流站，在那里转换成交流。这条双极传输线 ±400kV、1250A，传输功率 1000MW。它具有金属接地线，以防单线长时间断开事故（见图 28-21a)。图 28-21b 为一个由 3 个四联阀门组成的 12 脉冲换流器，图 28-21c 为换流站的鸟瞰图。



a）这是连接北达科他州的柯尔克里克终端和明尼苏达州的迪金森终端的双极直流输电系统简单示意图。这条±400kV 的输送线能够在超过702km的距离外输送1000MW的功率。从两台500MW功率的涡轮发电动机输出的电能被升压至230kV，然后传输到柯尔克里克终端，在那里由交流电变为直流电。负载调压换流变压器TCC通过Y-Y联结或者Y-△联结，能够进行12脉冲的换流操作。

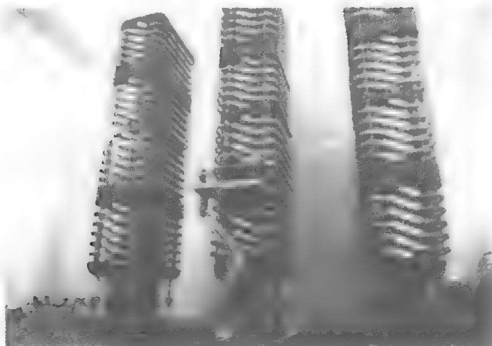
0.4H的滤波电感和地线串联起来，因此极大地降低了绝缘需求。由一个48.8mH电感和一个1UF电容串联而成的直流滤波器F_{dc}，可阻止12次谐波电压进入直流输电线。

正负极传输线由两个捆绑的导体构成（2×1590 MCM，ACSR）。直流接地端分别距离各终端10.3km和20km，在正常情况下，线电流能够自动控制，所以接地处电流为20A或者更小。然而，如果某一极在短时期内停止运行，则接地电流能够高达1375A。

迪金森终端的12脉冲逆变器为一个额定电压345kV、额定频率60Hz的系统供电，同时调压换流变压器TD用来规范电压等级。

这个控制系统用于操作各个无人终端，其控制信号由明尼苏达州中心发出

图 28-21　一双极直流输电系统简单示意图及实物图



b）这是三个装设在柯尔克里克某终端阀厅的四联阀的视图。它们一起构成了一个400kV系统的一极
（图片由联合动力协会提供）



c）柯尔克里克的这个鸟瞰图展示了两个阀厅，它们各自产生+400V和-400V的直流电压。开关包括断路、变压器和滤波器
（图片联合动力协会提供）

图 28-21 （续）
（图片由 United Power Association 提供）

8. 沙托瓜变电站：沙托瓜变电站坐落在蒙特利尔附近，是一座背靠背电站，额定功率 1000MW。为了保证高可靠性，它由两个独立的阀厅组成，每个 500MW。

电能一般是从魁北克 735kV 的交流系统输送到纽约州 765kV 的交流系统。由于整流器和逆变器，一个系统的频率改变不会影响到另一个系统。而且根据情况，电能的传输方向可反转。

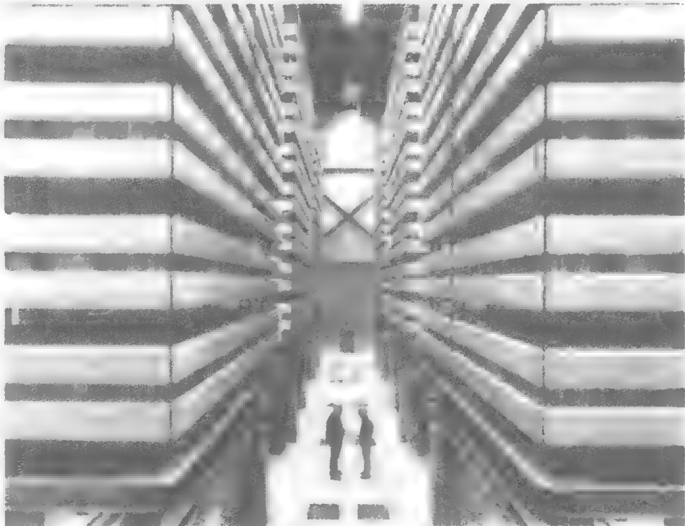
晶闸管采用水冷，采用去离子水以及同注水/乙醇/空气热交换器。

轻型直流输电系统

本章到目前为止，我们已经看到在两个包含成百台同步发电机和电动机的交流系统间通过直流系统连接，各电网电压能够保持稳定，直流线路末端的逆变器也能从其相连的电网中获得无功功率。这样能够使晶闸管自然换流，如 28.2 节所述。



a）一个运作在额定电压140kV和额定电流1200A的四联阀正在魁北克研究中心试验。这个阀有12m高，6.9m宽，2.7m深。它拥有总共400个晶闸管，是为沙托瓜变电站专门设计的
（图片由魁北克研究中心提供）



b）这是一个在沙托瓜变电站的额定功率为500MW，额定电压为140kV，额定电流为3600A的背靠背式换流器的视图，它由六个四联阀构成。右边的三个阀通常用作整流器，而左边的三个通常作为逆变器。整个阀厅有17.5m宽，18m高
（图片由魁北克研究中心提供）

图 28-22 四联阀实物图
（图片由 Hydro-Quebec 提供）

28.20　远距离输电

很多偏远地区所需要的电能是相对较少的，那里没有同步发电机，而且同步电动机负荷也可以忽略不计。这种情况下，可以通过向偏远地区架设一条简易的架空线，来接入已有 3 相电网。如果这个方案不可行，在当地装设一台柴油发电机也能够提供所需的电能。但是，由于柴油发电机需要持续维护，而且需要把柴油燃料送到该地区，因此这个方案可能代价很高。

因为有时候无法取得合适的线路走廊，所以交流架空线方案经常不可行，这时可以考虑地下电缆。然而，如果电缆长度超过几千米，电容会影响电能传输的效率（见 25.29 节）。不过，地下电缆很适合直流输电，因为大电容的负面作用不影响直流输电。

使用 IGBT 和脉宽调制的自换相逆变器能够为偏远地区传输电能提供一种很好的解决方案。如 21.50 节所述，PWM 逆变器的运行原理本质上和固态交流发电机是相似的，它能够发出或者吸收无功功率，控制输出电压，而且能够双向传输有功功率，既能从交流端到直流端，也能反过来。除此之外，这些静态发电机的幅值、频率以及相位角都可调，其电力电子器件也能够限制短路电流。

为了全面理解这种新的电能传输方式，读者首先回顾 21.45～21.50 节关于换流器的内容。21.45 节阐述了脉宽调制及其在单相逆变器中的应用。21.49 节讲解了三相 PWM 逆变器。

我们将用这种逆变器来进一步介绍称为轻型直流输电的电能输送方式。

28.21　静态发电机的构成

图 28-23 展示了三相静态发电机的构成。它包括：

- 一个由 6 个 IGBT 和 6 个二极管构成的自换相逆变器。它本质上是图 21.94 中逆变器的同类；
- 两个串联的电容 C_1；
- 三个电感 L_1；
- 三个由谐振电路 L_2、C_2、R_2 构成的载波滤波器。

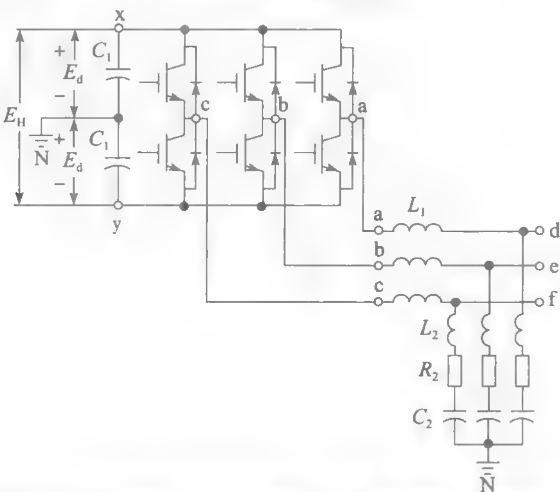


图 28-23　由直流电源 E_H 驱动的三相静态发电机的组件，潮流流向从左至右。同样的装置用于一个由三相电源驱动的直流静态发电机，后者连接至终端 d、e、f，潮流方向从右至左

静态发电机能够将直流电转换成三相交流电，反之亦可，这是很重要的一点。因此该设备能够作为一个直流发电机从与终端 d、e、f 相连的三相电源吸收电能，也可以作为一

个三相交流发电机从连接于终端 x、y 的直流源 E_H 吸收电能。

在终端 x 和 y 之间的两个电容 C_1 可以有效地减小直流电压的波动。同样它们在直流终端的正负极之间建立一个中性点 N。

我们可以认为 E_H 是由两个电压源 E_d 串联而成的，而 $E_d = E_H/2$。当 E_H 的数值达到几万伏时，图 28-23 中每个静态发电机的 6 个 IGBT 和二极管组合，实际上表示若干组的串联，原因是耐高压的 IGBT 和二极管也只能承受 5kV 的电压。

三相 PWM 线路与中性点间电压出现在终端 a、b、c 和中性点 N 之间。例如，终端 a 和中性点 N 之间有一个振幅在 $+E_d$ 和 $-E_d$ 之间，载波频率为 f_c 的 PWM 波，这个波由两部分组成：

- 一个频率为 f（通常为 60Hz 或者 50Hz）的线路与中性点间电压 E_{aN}
- 载波频率谐波

一般情况下，我们主要对线电压 E_{ab}、E_{bc}、E_{ca} 感兴趣。当载波频率 f_c 和基波频率 f 相比是奇数并且是三的倍数时，线与线之间两个最重要的谐波的频率分别为 $f_{H1} = f_c + 2f$ 和 $f_{H2} = f_c - 2f$。

与斩波器类似，三个电感 L_1 吸收或者释放电能，直流转换为交流，或者相反。这些电感同时也减弱了在三相线中的谐波电流。对于基波频率，它们的电抗为 $x = 2\pi f L_1$。

由 L_2、C_2 组成的滤波器短路谐波电压也会出现在线 d、e、f 和中性点 N 间，电阻 R_2 决定滤波器的带宽。

28.22 轻型高压直流输电系统概述

图 28-24a 展示了一个轻型直流输电系统的全局视图。它包括：

- 连接换流器 1 和三相 60Hz 电网的短线路 1、2、3；
- 一个将交流电转换成直流电的换流器 1；
- 一条将换流器 1 和远端的换流器 2 相连的长直流电缆；
- 一个将直流电转换成交流电的换流器 2；
- 远端的交流负载。

换流器 1 由三个电抗器 x 连接到电网，这三个电抗器对应前面的电感 L_1。终端 7 和 8 与直流电缆相连，电缆另一端口则与换流器 2 的终端 9、10 相连。换流器 2 通过电抗器 x 给负载供电，与换流器 1 相连的电抗器类似。为了简化电路，谐波滤波器 L_2、C_2 和 R_2 没有画出来，它们分别连接在终端 1、2、3 和本地中性点 N 之间，以及终端 d、e、f 和远端中性点 N 之间。

换流器 2 在终端 a、b、c 之间产生一个基波三相电压（及谐波），滤波后通过终端 d、e、f 点输出。然而，通过分析单相的电压或电流的分量更容易了解换流器特性。以 a 相为例，假设电流 I_a 滞后电压 E_{dN} 一定角度 θ_a。因为电抗处的电压降是 jxI_a，所以由换流器生成的电压 $E_{aN} = E_{dN} + jxI_a$（见图 28-24b）。我们可以看到 E_{aN} 超前 E_{dN} 角度 θ_b，因此从换流器到负载的有功功率 P 的值可以由以下表达式求出：

$$P = \frac{E_{aN} E_{dN}}{x} \sin \theta_b$$

每一相的有功功率也可以由以下公式给出：

$$P = E_{dN} I_a \cos \theta_a$$

直流电缆只传输负荷吸收的有功功率，因此所有电缆传输的电能和是 $3P$。直流电压为 E_H 时，电缆中的电流是：

$$I_d = 3P/E_H$$

交流线电压 E_{ab} 和直流电压 E_H 之间有什么关系呢？为了不影响正弦交流波形的波峰，相电压的幅值不能超过 $E_H/2$。假设 E_{aN} 峰值为 $E_H/2$ 的 80%，此时 E_H 的值约为换流器线电压有效值的两倍。因此可以这样写：

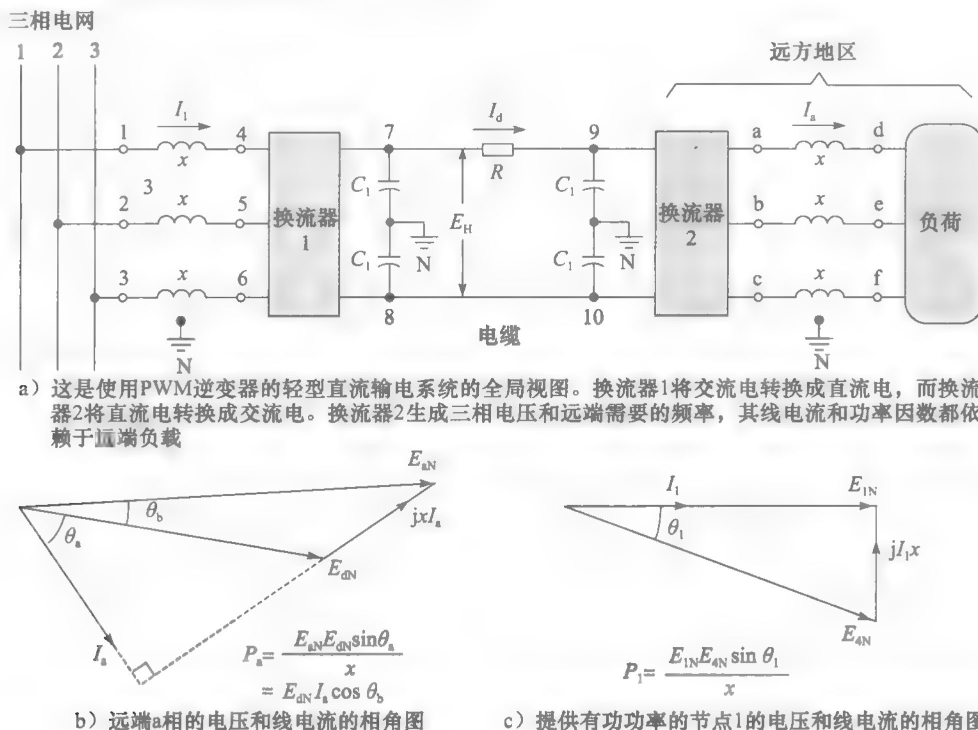
$$E_H \approx 2E_{LL} \tag{28.2}$$

式中，E_H 为直流电缆的线电压 [kV]；E_{LL} 为换流器交流线电压的有效值 [kV]。

我们先忽略换流器和直流电缆中的损耗，稳态条件下，由换流器从三相电网中吸收而来的有功功率 $3P$ 必然等于远端负载所消耗的有功功率。以电网的相 1 为例，假设电压 E_{1N} 超前 E_{4N} 角度 θ_1（见图 28-24c），功率 P 的值可以由下式求得：

$$P = \frac{E_{1N}E_{4N}}{x}\sin\theta_1$$

E_{1N} 的幅值和相位由电网控制，并且因为基波电压的频率是稳定的（通常为 60Hz 或者 50Hz），所以 x 的值也是固定的。为了能产生供给远端负载的有功功率 P，E_{4N} 的值和 θ_1 的值做相应调整。它们应该取什么值呢？最好是控制好 E_{4N} 的振幅和相位，以致可以让电流 I_1 可以和电压 E_{1N} 同相（见图 28-24c），此时，换流器 1 不从电网吸收任何无功功率，即整流器（换流器 1）以功率因数 1 运行。为了达到这些目标，能够触发换流器 1 的 IGBT 的控制系统必须持续调整相角 θ_1 和电压 E_{4N}。



a）这是使用PWM逆变器的轻型直流输电系统的全局视图。换流器1将交流电转换成直流电，而换流器2将直流电转换成交流电。换流器2生成三相电压和远端需要的频率，其线电流和功率因数都依赖于远端负载

b）远端a相的电压和线电流的相角图　　c）提供有功功率的节点1的电压和线电流的相角图

图 28-24　用 PWM 的轻型直流输电系统

28.23　有功功率的控制

由换流器 1 吸收的总有功功率由电缆终端的直流电压 E_H 控制。为了解释其原因，我们再次忽略电缆和换流器的损耗。

在稳态条件下，远端负载的有功功率是定值。因此，从终端 9 和 10 的电缆中输出的电能与从终端 7 和 8 的电缆中吸收的电能是相等的（见图 28-24a）。所以，电压 E_H 和电流

I_d 也是稳定的。

然而，如果换流器 2 连接的负载减少，而相角 θ_1 和电压 E_{1N}保持不变，电缆的输入电能比输出要大，多出来的电能对电容 C_1 充电，造成直流电压 E_H 快速升高。这个迅速的电压升高会被换流器 1 的控制系统检测到，相关信号将立即减少相角 θ_1 和电压 E_{1N}（见图 28-24c）。结果，换流器 1 吸收的交流电下降，反过来减少向电缆供给的电能。一旦它与换流器 2 吸收的直流电平衡，电缆电压又会重新恢复到其额定值。

和使用晶闸管来控制直流潮流的传统方法不同，这里不需要两端的换流器不间断地通信（见 28.15 节），也不需要巨大而昂贵的滤波器，因为系统里最低的谐波频率大约是系统频率的 40 倍。因此，如果基波频率为 60Hz，最低谐波大约为 2400Hz，而高频滤波器又小又便宜。我们已经讲过，一个传统的直流输电系统中需要大型滤波器来吸收一些低频的 5 次、11 次，11 次和 13 次谐波（见图 28-13）。

显然，PMW 换流器比用自然的线电压换流、晶闸管驱动的换流器有几个优点。当我们总结使用地下电缆的优势时，与避免受到恶劣天气影响和不需要取得线路权相比，PMW 换流器是更大的优势。然而，IGBT 不像晶闸管那样好进行电能控制。

1999 年第一个轻型直流输电系统建在瑞典哥特兰岛，将一个风场的 50MW 电能送到 70km 外的维斯比镇。两条电缆分别运行在＋80kV 和－80kV（E_H＝160kV），通过使用拖拉机拉犁的方式埋在地下。线路两端的换流器产生的三相电压为 80kV、50Hz。

28.24 轻型直流输电系统案例

图 28-25a 为一个轻型直流输电系统的案例，它是有两个静态 IGBT 换流器的直流输电系统。该系统包含一个三相电网，向距离 40 公里的地点传输电能。地下电缆运行电压为 70kV（＋35kV、－35kV 相电压），总直流阻抗 6.8Ω。两端交流额定电压为 34.5kV、60Hz、三相。

远端的负荷吸收的总电能为 24MV·A，滞后功率因数为 75%，总有功功率（3P）为 0.75×24MV·A＝18MV·A，吸收的无功功率为

$$Q = \sqrt{(24^2 - 18^2)} = 15.9\text{Mvar}$$

图 28-25a 显示了各电力元件的参数值，以及负荷额定功率下的电压和电流值。这些值通过下列式子计算。

1a. 终端负荷处的线电压：

$$E_{de} = 34\,500\text{V}$$

1b. 负荷处的相电压：

$$E_{dN} = 34\,500/\sqrt{3} = 19\,920\text{V}$$

2. 负荷电流 I_a：

$$I_a = \frac{S}{E\sqrt{3}} = \frac{24 \times 10^6}{34\,500\sqrt{3}} = 401.6\text{A}$$

3. 线电流 I_a 和相电压 E_{dN}间的相角：

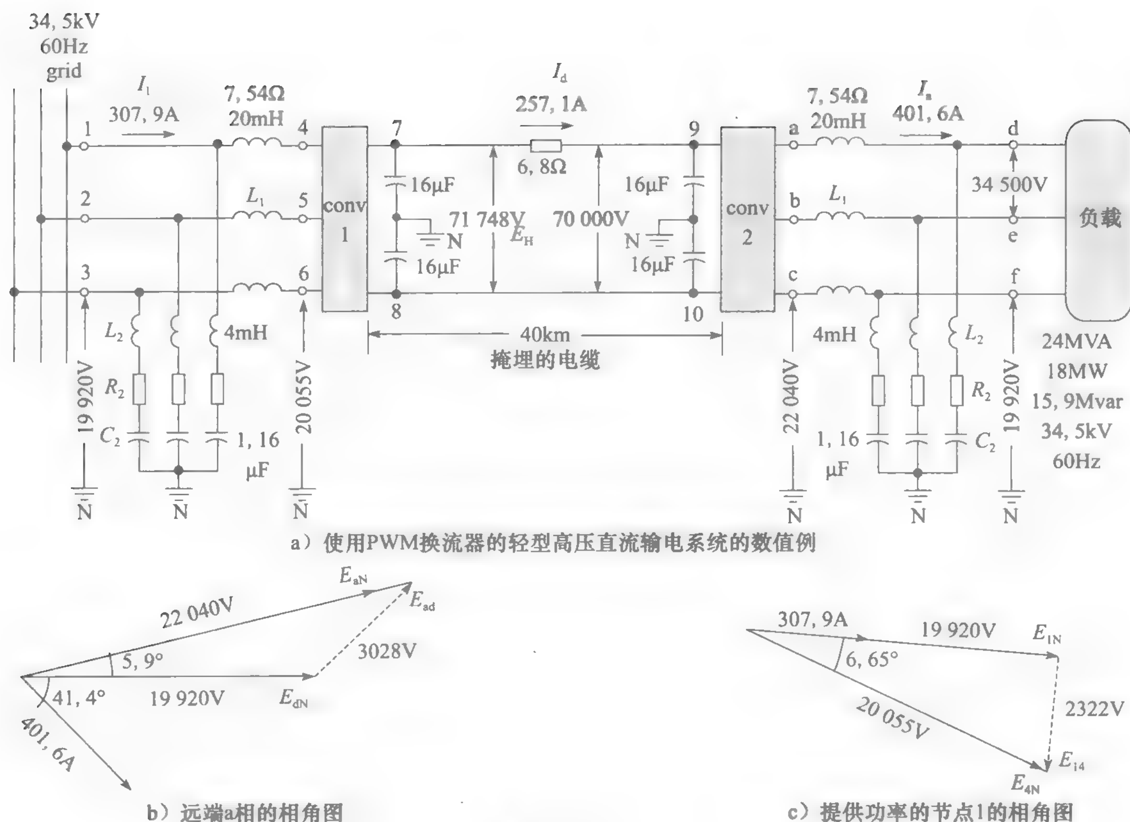
$$\theta_a = \arccos 0.75 = 41.4°$$

4. 60Hz 时 L_1 为 20mH 时的电抗值：

$$x = 2\pi f L_1 = 2\pi \times 60 \times 20 \times 10^{-3} = 7.54\Omega$$

5. 换流器 2 的相电压 E_{aN}：

$$E_{aN} = 19\,920 + \text{j} \times 7.54 \times 401.6\angle -41.4°$$
$$= 21\,923 + \text{j} \times 2271 = 22\,040\angle 5.9°$$（见图 28-25b 中相位图）



a）使用PWM换流器的轻型高压直流输电系统的数值例

b）远端a相的相角图

c）提供功率的节点1的相角图

图　28-25

6. 换流器 2 终端的线电压：

$$E_{ab} = 22\,040\sqrt{3} = 38\,175\text{V}$$

7. 换流器 2 吸收的直流电能：

$$3P = 18 \times 10^6\,\text{W}$$

8a. 换流器 2 的终端 9 和 10 之间的电缆直流电压：

$$E_H = 70\,000\text{V}$$

8b. 直流相电压：

$$E_d = E_{9N} = 70\,000/2 = 35\,000\text{V}$$

9. 换流器 2 吸收的直流电流：

$$I_d = 3P/E_H = 18 \times 10^6/70\,000 = 257.1\text{A}$$

10. 电缆阻抗（双线）：

$$R = 6.8\Omega$$

11a. 换流器 1 终端 7 和 8 间的直流电压：

$$E_{78} = 70\,000 + 6.8 \times 257.1 = 71\,748\text{V}$$

11b. 换流器 1 终端的直流相电压：

$$E_{7N} = 71\,748/2 = 35\,874\text{V}$$

12a. 电网的交流线电压：

$$E_{12} = 34\,500\text{V}$$

12b. 电网的交流相电压：

$$E_{1N} = 34\,500/\sqrt{3} = 19\,920\text{V}$$

13. 换流器 1 的直流输出：

$$P = 257.1\text{A} \times 71\,748\text{V} = 18.4\text{MW}$$

14. 换流器 1 从电网吸收的总有功功率：

$$P = 18.4\text{MW}$$

15. 前面已经提到，终端 4、5 和 6 的相角和电压由换流器自动地调整，于是终端 1、2、3 的电能功率因数是 100%。

16. 电网提供的电流：

$$I_1 = \frac{S}{E\sqrt{3}} = \frac{18.4 \times 10^6}{34\,500\sqrt{3}} = 307.9\text{A}$$

17. 换流器 1 的 7.54Ω 电抗上的电压：

$$E_{14} = 7.54 \times 307.9 = 2322\text{V}$$

18. 换流器 1 的终端 4 和 N 间的相电压：

$$E_{4N} = E_{1N} - E_{14} = 19\,920 - \text{j} \times 2322 = 20\,055\text{V}\angle -6.65°$$（见图 28-25c 中的相量图）

19. 由换流器 1 产生的 E_{4N} 和 E_{1N} 之间的相角：

$$\theta_1 = 6.65°$$

20. 换流器 1 中终端 4、5、6 间的三相线电压：

$$E_{LL} = 20\,055\sqrt{3} = 34\,735\text{V}$$

21. 串联谐振电路 L_2、C_2 调制到谐振频率 f_c。选择一个频率比例 $m_f = f_c/f = 39$，载波频率即为：

$$f_c = 39 \times 60\text{Hz} = 2340\text{Hz}$$

谐振电路 L_2、C_2 会在这个频率发生谐振。主要的线与线之间的谐波频率是：

$$f_{H1}(2340 + 2 \times 60) = 2460\text{Hz}$$

$$f_{H2}(2340 - 2 \times 60) = 2220\text{Hz}$$

这两个谐振频率同载波频率 2340Hz 是非常接近的。

22. 图 28-26 为终端 a 和换流器 2 的中性点 N 间的 PMW 电压方波，基波的幅值为 $22\,040\sqrt{2}$V = 31 169V，终端 b、c 和中性点间的基波波形间相位差分别为 120°、240°。

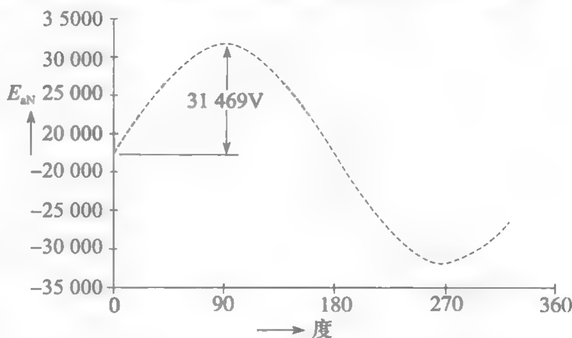


图 28-26 终端 a 和换流器 2 的中性点 N 间 PMW 电压方波，载波频率为 2340Hz，基波的频率为 60Hz，幅值为 31 169V，有效值为 22 040V

习题

初级

28-1 举三个例子，说明直流输电的作用。

28-2 写出直流输电系统的基本元件。

28-3 换流器交流侧的谐波有哪些？直流侧呢？

28-4 直流线路的大电感有什么作用？

28-5 一条直流线路运行在 50kV，电流 600A，终端有一个三相 6 脉换流器。

a. 计算换流变压器二次侧交流电压近似值。

b. 二次侧电流有效值是多少？

28-6 图 28-26 中的两极线运作在 ±150kV。如果直流线电流分别为 600A 和 400A，计算下列参数：

a. 两个交流电网间传输的电能；

b. 接地电流的值。

28-7 图 28-5 中的传输线拥有一个 10Ω 的电阻。整流器（换流器 1）产生一个 102kV 的直流电压，而逆变器产生 96kV 的电压。

a. 计算直流线电流和传输到网络 2 的电能；

b. 如果换流器的门提前触发，直流线电流会上升还是下降？并解释原因。

c. 如果换流器门启动并且产生 110kV 的电压，潮流是否会反向？并解释原因。

28-8 当一个短路故障出现在直流线上，故障时的电流会少于满载时的电流，为什么？

28-9 为什么直流换流站间要有通信连接？

中级

28-10 图 28-2 中的换流器都是三相 6 脉冲的，可以产生一个 50kV 的电压 E_d 和 1200A 的电流 I_d。

a. 计算每个电磁阀（桥臂）处的直流电流；

b. 穿过电磁阀处的峰值电压大概是多少？

28-11 根据 28.19 节，计算太平洋联络线每极的线电流，利用图 28-4 的模型，并估计各个换流站吸收的总无功功率。

28-12 一个双极换流站的地极坐落在距其 15km 远的地方，其接地电阻为 0.5Ω。如果每极的线电流分别为 1700A 和 1400A，计算在地极处的电能损耗。

28-13 根据图 28-11，电压 E_d 为 450kV，电流 I_d 为 1800A，两个滤波电感 L 都是 0.5H。如果整流站附近的输电线路和地之间出现短路电流，假设控制门触发器保持不变，计算 5ms 后整流电流的幅值。

28-14 内尔松双极工程（见图 28-18）的每极都由两个 ACSR 电缆的导体构成。每个导体都有 72 股铝线（直径 0.16in）和 7 股钢心线（直径 0.1067in）结成的钢心组成。每个双导线结构可在 550mile 外传输 1800A 的额定电流。整流器的电压为 450kV。

忽略钢心影响，计算下列参数：

a. 双导线结构的有效截面积［单位：in^2］；

b. 20℃的时候，双导线结构的线路阻抗；

c. 相应的 I^2R 损耗；

d. 在换流器终端的直流电压；

e. 传输效率（忽略电晕损耗）。

高级

28-15 根据图 28-12，计算下列参数：

a. 两个直流滤波器的稳态频率；

b. 每个串联阻抗的值；

c. 穿过电容的直流电压。

28-16 a. 在习题 28-15 中，如果逆变器直流端产生的 6 次谐波是 20kV，计算相应的谐波电流近似值。

b. 计算 6 次谐波在 0.5H 电感上的电压。

c. 频率为 360Hz 电压输入 0.5H 电感上的电压。

第 29 章 基于固态控制器的输配电技术

29.0 引言

随着晶闸管、GTO 和其他电力电子开关器件的快速发展，电力公司在输配电过程中控制潮流的方案发生了很大的变化。

除了断路器、调压变压器、静态无功补偿器之外，输配电系统还有大量其他无源器件。另一方面，输配电线路多样性使预测潮流的方向和大小变得更加困难。此外，这些输电系统的复杂性要求留有更多的安全裕量，从而避免设备故障、开关冲击、负荷突然断开等引起系统不稳定问题。

电力公司面临的特殊问题是，电力输送的需求持续增长，而输配电线路架设权却越来越难取得。由于上述问题再加上其他一些原因，电力公司正寻找在不降低可靠性和稳定性的基础上，增加现有线路的输送能力的方法，使线路达到热稳极限并满载送电。

系统不稳定出现得很快，几秒内就可能扩散到整个系统，这是个重要问题。所以，断路器必须及时切断会加剧系统失稳的设备和负荷。

由于现代输电线路可以即刻对任何事故做出反应，并处理潜在危险事态，因此可以认为输电系统是“主动的”。输电线的快速动作可能要归功于晶闸管和 GTO，这些电力电子器件目前可以处理几千安培的电流和几千伏的电压。事实上，第 28 章中已经谈到，它们已经用于几十万伏的高压直流输电系统。这些开关器件已经应用于串联电容、无功补偿器、谐波滤波器以及超快速开关等设备。

本章将介绍一些最近发展起来、在该领域经过测试的重要固态控制器。首先介绍输电系统的潮流控制器，它属于 FACTS（柔性交流输电系统），随后将介绍用于配电的电力电子控制器。加州帕罗奥图的电力研究院（EPRI）与几个合作的设备制造商、电力公司在 FACTS 项目方面业界领先。

输电系统潮流控制器

在输电部分，本书将介绍以下器件：

a. 晶闸管控制的串联电容器（TCSC）

b. 静止同步补偿器（STATCOM）

c. 统一潮流控制器（UPFC）

d. 静态变频器

29.1 TCSC

25、26 节提到三相输电线的功率传输能力可以通过在每一相加串补电容的方法增大，这样就降低了有效串联电抗，增大了输电线的传输功率，之前已知

$$P=\frac{E^2}{X}\sin\delta$$

式中，P=传输功率 [MW]；E=线路末端的线电压 [kV]；X=各相的感抗 [Ω]；δ=各线路末端电压之间的相角差 [°]。

更多情况下，线路两端的电压幅值 E_S、E_R 是不相等的，功率公式变成

$$P=\frac{E_S E_R}{X}\sin\delta \tag{29.1}$$

上面公式的推导见 16.23 节。

新的 TCSC 方法通过及时改变线路上的串联电容，可实时改变输电线的输电能力。

考虑图 29-1a 的例子。两个容抗值是 x_c 的电容串联在输电线上，输电线的感抗为 X。每个电容和一个感抗为 x_a 的电感通过标识 Q 的背靠背晶闸管阀并联，x_a 远小于 x_c。

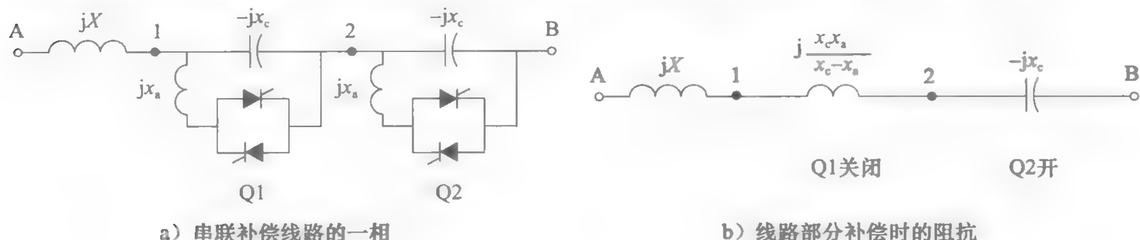


图 29-1　串联补偿线路的一相及部分补偿时的阻抗

当 Q1、Q2 闭锁时，只有电容在电路中，线路中的有效阻抗才是（$X-2x_c$）。另一方面，当 Q1 开通时，x_a 和 x_c 并联。如图 29-1b 所示，点 1 和 2 之间的电抗是$\frac{\mathrm{j}x_c x_a}{(x_c-x_a)}$。总的有效电抗 X_{eff}如图 29-1b 所示，为

$$X_{\mathrm{eff}}=X+\frac{x_c x_a}{x_c-x_a}-x_c \tag{29.2}$$

因为晶闸管 Q1、Q2 能独立开关，所以对于 A 和 B 之间一个给定的相角，传输的有功可以根据需要变化。同时，开关动作能够在一个周期内完成，所以潮流可以迅速控制。

以下例子可以用来说明开关的过程，以及相应的结果。

例 29-1　一条 230kV、3 相、60Hz 的输电线连接两个区域 S 和 R，每相的阻抗为 54Ω（见图 29-2）。线路长 110km，由三根横截面为 1000kcmil 的 ACSR 导线组成，导线的热极限是 1050A。

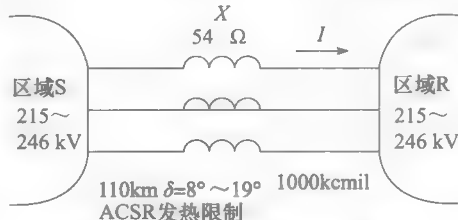


图 29-2　连接两区域 S（送端）和 R（收端）的输电线

两个区域的电压在 215～246kV 随机变化，相角在 8°～17°随机变化，而且区域 S 的相角总是超前区域 R。25.23 节提到，这表示区域 S 总是向区域 R 输送有功。

除了使两个区域稳定相连外，输电线还应该产生最大的收益，因此应该在导体热稳限内尽量满载输电。

为了满足以上目标，输电线上装配有 4 个串联电容，每个容抗都是 12Ω。每个电容都用晶闸管 Q 并联一个 1.71Ω 的电感，如图 29-3 所示。实际上，为了使输电线具有过电压保护的功能，电路中还包括金属氧化物材料变阻器（MOV）和断路器，不过在图 29-3 中没有出现。

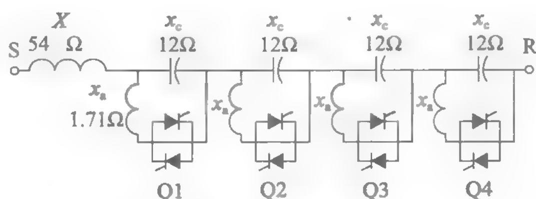


图 29-3　带有 4 个晶闸管控制的串联电容器的输电线路

现在需要计算的是：

a. 当晶闸管全导通时单个电容、电感单

元的有效阻抗。

b. 输电线的最大额定功率。

c. 当区域 S 电压为 218kV，区域 R 为 237kV，它们之间的相角为 15°时，串联补偿的最佳配置（Q1、Q2 等导通的数量）。

解 a. 电容、电感并联的等效阻抗 x_p 如下：

$$x_p = \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} = \frac{12 \times 1.71}{12 - 1.71} = 2\Omega \tag{29.3}$$

b. 由额定电流和额定电压决定的最大额定功率是：

$$P_{nominal} = EI\sqrt{3} = 230\,000 \times 1\,050 \times \sqrt{3} = 418\text{MW}$$

c. 为了能传输所需的 418MW 额定功率，已知 $E_S = 218\text{kV}$，$E_R = 237\text{kV}$，$\delta = 15°$，有效线路阻抗 X_{eff} 可以由下式计算

$$P = \frac{E_S E_R}{X_{eff}} \sin\delta \tag{29.4}$$

$$418 = \frac{218 \times 237}{X_{eff}} \sin 15°$$

$$\text{得 } X_{eff} = 32\Omega$$

通过反复试验，最接近这个结果的配置如图 29-4a 所示。可以看到两个晶闸管 Q3、Q4 是导通的，而另外的两个是截止的。输电线的电抗为 54－24＋4＝34Ω，实际传输功率为

$$P = \frac{E_S E_R}{X_{eff}} \sin\delta = \frac{218 \times 237}{34} \sin 15°$$

$$P = 393\text{MW}$$

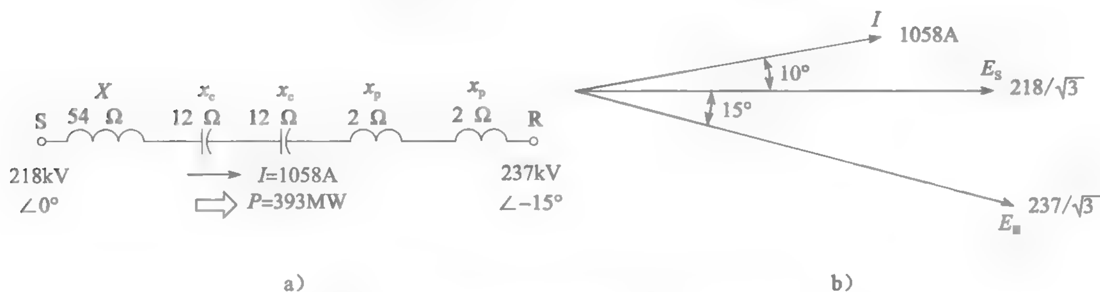


图 29-4 在给定送端/受端条件下的参数配置

393MW 已经比较接近最大额定功率 418MW 了，这种情况的矢量图如 29-4b 所示。◀

这个例子说明晶闸管控制的串联电容器可以切入或者切出电路，来达到热稳极限内的能量传输要求。

29.2 游标调节

在一些应用中，减小晶闸管的导通时间是很有用的，此时电感的有效电抗 x_a 要高于实际值，这种微调控制使得 TCSC 控制器可以在更大范围内改变输电线的有效阻抗值。

回到例 29-1，假设电感导通时间减小，那么电感的有效电抗是 4Ω，而不是 1.71Ω。4Ω 电感和 12Ω 电容并联的感抗为 6Ω，如下：

$$x_p = \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} = \frac{12 \times 4}{12 - 4} = +6\Omega(\text{感性})$$

如果导通时间更短，有效感抗提高到 36Ω。在这种情况下 LC 并联后为 18Ω 的容抗：

$$x_p = \frac{x_c x_a}{x_c - x_a} = \frac{12 \times 36}{12 - 36} = -18\Omega(\text{容性})$$

所以，TCSC 游标技术可以使传统串联补偿器更加完善。

然而值得注意的是，当电感感抗和电容容抗值接近时，需要小心调节导通时间，以避免并联谐振。即当电感的感抗值从其基准值 1.71Ω 逐渐增加时，有一个禁带是不可取的。

当两个区域之间出现稳定问题时，游标控制的优势就显现出来了。低频振荡发生时，可以通过游标控制调节流过输电线的潮流来抑制振荡，而晶闸管也可以通过反馈信号和计算机算法来实现瞬间动作。

图 29-5 显示的是一个安装在俄勒冈州北部的波利维尔电力部门的 500kV、三相 60Hz 输电系统的 C. J. Slatt 变电站的大型 TCSC 系统。它由 6 个相同的 TCSC 单元组成，每一个都由金属氧化物变阻器保护。晶闸管控制的串联电容器单元额定值和器件如下：

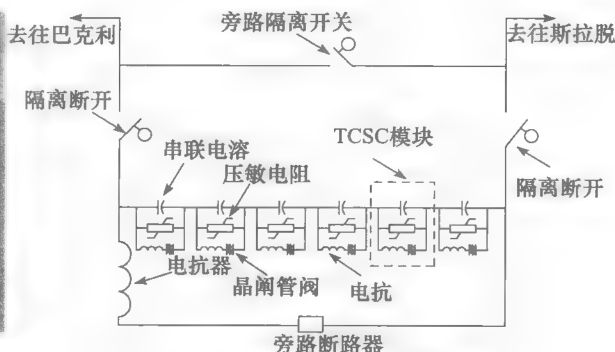
1. 系统额定线电压：500kV
2. 额定线电流：2900A
3. 额定三相补偿：202Mvar
4. 各相的额定容抗（电感开路）：8Ω
5. 各相的最大有效容抗（电感在延迟导通模式下）：24Ω
6. 各相的有效感抗（电感在全导通模式下）：1.22Ω
7. TCSC 能承受以下过负荷情况：
 - 30 分钟过电流：4350A
 - 10 秒过电流：5800A
 - 通过的最大故障电流：20.3kA
 - 晶闸管的最大峰值故障电流：60kA



a）俄勒冈州北部C.J. Slatt变电站的TCSC系统俯瞰图，隔离开关在右侧，左侧是旁路断路器。电容器、电抗以及晶闸管阀都放在三个平台上，用于将其与地面隔离。在每个平台上，电容器在右侧，电抗在中间，晶闸管阀在左边的一个箱子中。

这个TCSC是EPRI的柔性交流输电系统（FACTS）项目的一部分，该项目由电力科学研究院、伯尼维尔电力公司以及通用电气公司合作开发。

（图片由EPRI提供）



b）TCSC系统单相的电路图，该装置串联安装在500kV输电线中

（图片由通用电气公司提供）

图 29-5 C. J. Slatt 变电站的 TCSC

值得一提的是这是世界上首次安装此类系统。

29.3 静止同步补偿器

25.22 节和 25.27 节提到了输电线的电压可以用位于输电线末端接收方的补偿器来控制。为了稳定电压，补偿器可以发出或吸收无功功率。传统上，这些补偿器都是旋转电机（见图 17-24），或者是电容电感很大的静止无功补偿器（图 25-39）。

目前的技术可以用一个开关换流器、一个直流电容和一组变压器来代替原来这些机器和设备，即静止同步补偿器（STATCOM）。和以前的补偿器相比，它有大量优点：首先，它的响应更快，并且可以在一个周期内对电压波动做出反应；其次，当系统电压很低（需要大量的无功功率来防止电压进一步崩溃）时，它可以发出更多的无功功率。

21.44 节和 21.49 节分别介绍了开关换流器和三相 PWM 型换流器，但是涉及兆瓦级别的功率时，需要用到只能在几百赫兹的频率下运行的 GTO（通常用 60Hz 方波驱动），因此不必关心高频 PWM 技术。

基本的 STATCOM 换流器以及其产生的方波如图 29-6 所示，它在本质上和 23.10 节的 6 步换流器是一样的。

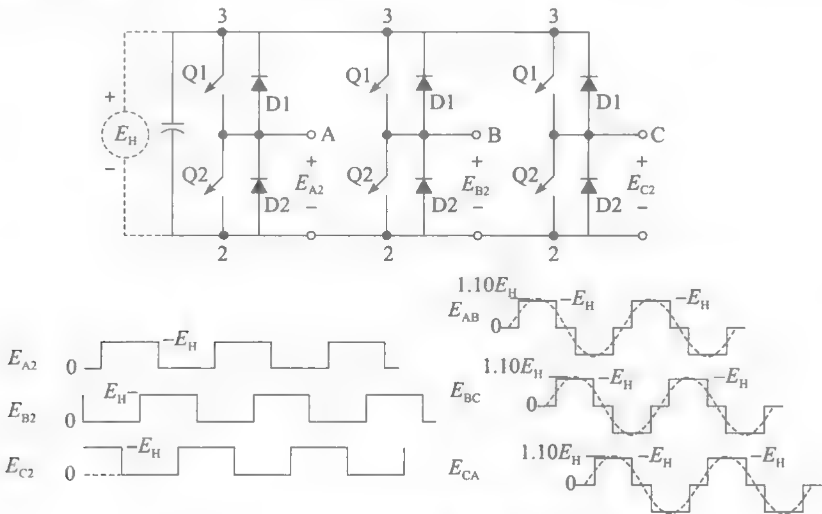


图 29-6 静止无功补偿器的换流器和波形

方波线电压包含峰值等于 $1.10E_H$ 的基波分量，其中 E_H 是输入换流器的直流电压，其线电压的有效值为 $1.10E_H/\sqrt{2}=0.78E_H$，相电压为 $0.78E_H/\sqrt{3}=0.45E_H$。

因为线电压是方波，它包括 60Hz 的 5 次、7 次以及更高奇数次的谐波。三倍频的谐波分量（称为三次谐波序列）是不存在的。

图 29-7 是换流器安装的示意图，其中包括三相高压输电线 X、Y、Z；一个理想的 3 相降压变压器，三个电抗 x，一个三相换流器，一个电容 C，一个直流电压源 E_H。

节点 A、B、C 之间的交流电压大小是通过改变 E_H 来控制的，相角则由适当控制 GTO 门脉冲 g1、g2、g3 触发时间来控制。所以，换流器电压的相角可以达到 0°～360° 的任意值，这取决于变压器二次侧的输电线

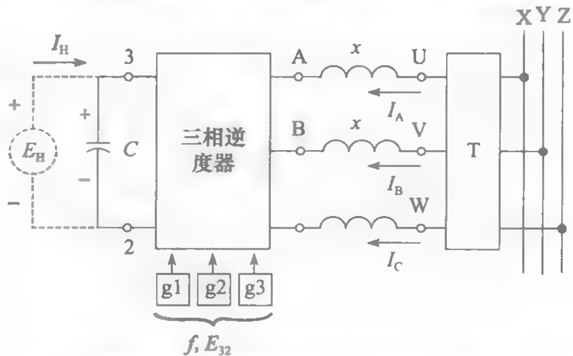


图 29-7 静止无功补偿器的运行原理

电压 U、V、W。

以一相为例来阐述电路的运行原理，不妨选择 A 和 U 的相电压，记为 E_{An}和 E_{Un}。因为这是一个无功补偿器，所以只需考查无功。于是，线路电流 I_A 必须滞后或超前相电压 90°。为了得到这个结果，换流器电压 E_{An}的相角经过处理，和相应的输电线电压 E_{Un}同相。现在考虑下面三种情况：

1. 如果 $E_{An}=E_{Un}$，没有电流流过电抗 x，所以补偿器无功输出为零（见图 29-8a）。

2. 如果 E_{An}小于 E_{Un}，电流 I_A 将会滞后 E_{Un}90°（见图 29-8b），它的大小为

$$I_A = \frac{E_{Un} - E_{An}}{x} \tag{29.5}$$

所以，补偿器从输电线上吸收无功功率，它就像一个大电感，但没有线圈存在，也没有磁场产生。

3. 如果 E_{An}大于 E_{Un}，电流 I_A 将会超前 E_{Un}90°（见图 29-8c），I_A 的大小还是由式（29.5）确定，不过它是负的。所以，补偿器输送无功功率到输电线上，它就像一个大电容，但没有静电极存在，同样没有磁场产生。

实际上，变压器 T 总是有一定的漏抗。所以，实际情况下，图 29-7 中的阻抗 x 就是由变压器的漏阻抗组成的。因此变压器有两个功能：变压和提供补偿所需的阻抗。

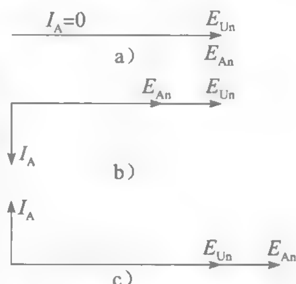


图 29-8 E_{An}值决定 E_{Un} 和 I 的相量关系

下面来看一下直流电源 E_H 以及它相关联的电容 C。换流器可以对直流侧和交流侧进行双向传输，该功能有很大的用处。

假设换流器的相角滞后输电线电压 1°，这就会引起换流器从输电线接收到有功功率，而这个功率在减去换流器中的损耗后，会被直流电源所吸收。另外，如果换流器的相角超前输电线电压 1°，则会引起有功功率从换流器输送到输电线上。这种情况只能发生在直流电源输送功率到换流器时。

通过调节相位，可以将从电源吸收的电流 I_H 调节到零，这需要换流器电压 A、B、C 稍稍滞后于相应的变压器电压 U、V、W——只需要刚好供应换流器中的损耗即可。电源 E_H 可以省略，只剩下电容 C 来维持需要的直流电压。通过稍稍减少或增加一点上述相角，可以使电容电压增大或减小。

例 29-2 图 29-7 中的换流器在各相电流有效值为 2000A 时能产生 4～6kV 的线电压，230kV 的输电线电压通过降压变压器降到 4.8kV，从二次侧看过去，变压器的漏电抗 x 值为 0.2Ω，换流器直流侧的电容容量为 500μF。

a. 计算输送 6.4Mvar 到输电线所需要的换流器线电压 E_{AB}。

b. 在以下条件下，计算电容上的直流电压。

解：a. 产生 6.4Mvar 所需要的线电流为 $I=\dfrac{Q}{E_{UV}\sqrt{3}}=\dfrac{6\,400\,000}{4800\sqrt{3}}=770\text{A}$

通过阻抗的压降为 $E_x=Ix=770\times0.2=154\text{V}$

变压器二次侧的相电压为 $E_{Un}=4800/\sqrt{3}=2771\text{V}$

换流器相电压 E_{An}必须大于 E_{Un}154V，所以 $E_{An}=2771+154=2925\text{V}$

换流器线电压 $E_{AB}=2925\sqrt{3}=5066\text{V}$

b. 电容直流电压 $E_H=2925/0.45$ ⊖ $=6500\text{V}$ ◀

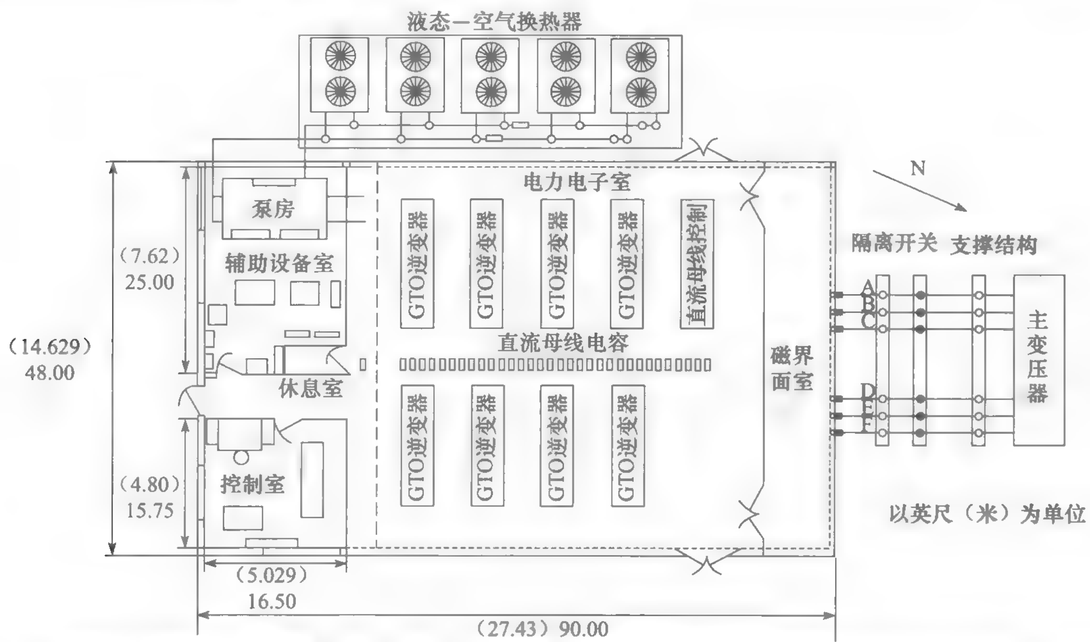
⊖ 这里 0.45 来自本节第 5 段。

29.4 消除谐波

如图 29-7 所示，单个三相换流器会产生方波，这将在输电线上产生大的电流谐波，此种情况是无法接受的。因此采用多个换流器来代替单个换流器。

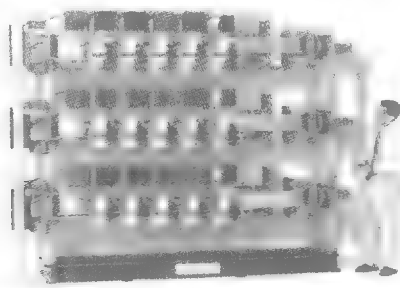
每个换流器都能产生矩形电压输出，但是每个换流器的电压有各自设定的不同相角。这些换流器上的电压输出是相互隔离的，可以被各自施加到低压变压器绕组。高压侧绕组是以串联方式连接的，当加上 60Hz 基波分量后，可以消除大部分的谐波（5 次、7 次等）。最终结果是一个只包含基波和高次谐波的混合正弦曲线。变压器的漏抗在高次谐波下值很大，可以抑制谐波电流。

如图 29-9 所示为连接到 161kV 输电线的±100Mvar STATCOM。它包含 8 个换流器，它们的电压之间有相位差，用来减小变压器高压侧的谐波电压和谐波电流。它是由 EPRI、TVA 以及西屋电气公司合作开发的。



a）±100Mvar的静止同步补偿器（STATCOM）的元件布置，安装在田纳西约翰逊城附近的TVA苏里文变电站。该工程由EPRI、TVA以及西屋科技中心合作完成

(图片由西屋电力提供)



b）TVA苏里文变电站中用于控制161kV输电线上无功功率路上的的8个换流器中的其中一个。换流器额定功率12.5MVar，由一条7600V直流线路运行，输出为三相、60Hz，额定电压5.1kV。5个GTO额定电压4.5kV，关断电流4000A，串联接入每个开关转臂。整个换流站占地48ft宽，90ft长

(图片由西屋电力提供)

图 29-9 苏里文变电站的±100Mvar STATCOM

29.5 UPFC

考虑两个用电区域 A 和 B，若它们各自都很健壮，使得其电压的幅值和相位基本上是固定的。进一步假设相电压 E_A 和 E_B 相等并且同相（见图 29-10）。在这样的条件下，如果两个区域之间的输电线阻抗为 X，两区域间没有有功功率或无功功率交换，因为线路电流 I 为零。即使加上一个串联电容也是如此，因为线路上没有压降。

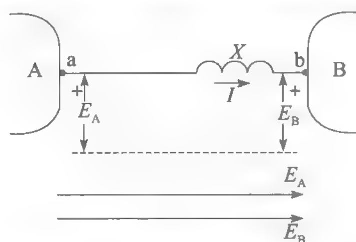


图 29-10　连接两个稳定网络 A 和 B 的输电线

然而一个区域有富余的发电容量时，应该可以向周围区域供电。而且，当一个区域突然出现扰动时，它可能需要另外的有功功率和无功功率来保持稳定。在故障时，如果其他区域可以提供支援，那对处理故障将会有很大的帮助。事故处理中，响应速度是至关重要的，所以输电线上的有功功率和无功功率必须能被快速、选择性地控制。

为了满足这些目标，假设有一个幅值和相位都可改变的交流电压源 E_C 以某种方式串联在线路上。有一个方法就是将直流/交流开关换流器放在线路的区域 A 侧（见图 29-11a）。在线路电抗前产生的电压 E_T 是 E_A 和 E_C 的矢量和，而不是原来的值 E_A。如果 E_T 和 E_B 之间的相角是 δ，则输电线上的有功功率为：

$$P = \frac{E_T E_B}{X}\sin\delta \tag{29.6}$$

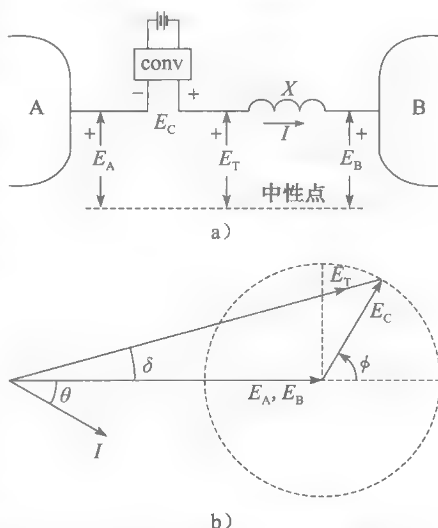


图 29-11　E_A 和 E_B 同相且相等；相角关系

如矢量图（见图 29-11b）所示，如果保持 E_C 大小固定同时令 E_C 的相角 ϕ 变化，E_T 矢量的尖端落在虚线圈上，则相角 δ 能逐渐从最大正值变化到最大负值，而且会经过零。所以，输电线上的有功功率可以为正或负，这说明潮流可以双向流动。当然，它的大小可以通过 E_C 的幅值和相角来改变。

注意，当 E_A 和 E_B 相等且同相时，相量 I 总是和 E_C 垂直，换流器没有发出或吸收有功功率；但是换流器输送的无功功率 $Q_C = E_C I$，恰好是线路电抗 X 吸收的无功功率。当 E_C 的相角设置为 $\phi = 90°$ 时，单位功率因数的有功功率将会从区域 A 输送出来。

假设当 E_A 和 E_B 同相但幅值不相等，且 E_A 小于 E_B（见图 29-12）。和前面一样，E_C 的相角可以相量 E_A 末端为圆心，在整个圆周内变化。线路阻抗的压降为 $E_T - E_B$，显然电流 I 滞后它 90°。所以在图 29-12b 中，I 超前 E_A 和 E_B 角度 θ，有：

由区域 A 发出的有功功率是 $P_A = E_A I\cos\theta$ (29.7)

由区域 B 吸收的有功功率是 $P_B = E_B I\cos\theta$ (29.8)

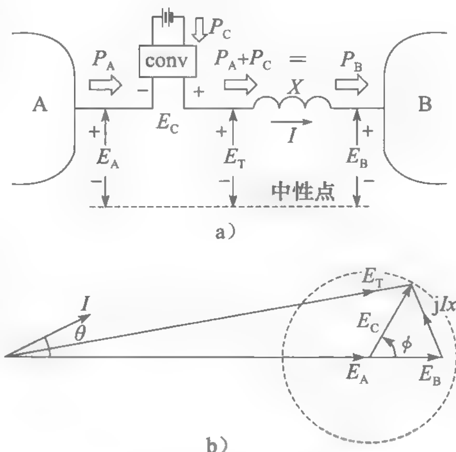


图 29-12　E_A 和 E_B 同相但不相等；相角关系

换流器传输的有功功率是 $P_C = E_C I\cos(\phi - \theta)$ (29.9)

所以，区域 A 提供有功功率 P_A，换流器提供有功功率 P_C，它们之和等于区域 B 吸收的有功功率 P_B。因为换流器输送有功功率到系统，所以它必须从电池中吸收有功功率，而电池则将逐渐放电。为了代替使用电池，这部分有功可以从区域 A 的末端输电线上直接吸收。

这种巧妙的方法要求用直流线路连接两个换流器，如图 29-13 所示。两个换流器都装有位于交流侧的隔离变压器，它们和换流器一起，用标有符号 conv1 和 conv2 的方框表示。换流器 1 将额定电压 E_A 下的交流功率整流，并输送到直流线路，而换流器 2 从直流线路中吸收功率，并以交流电压 E_C 注入输电线。

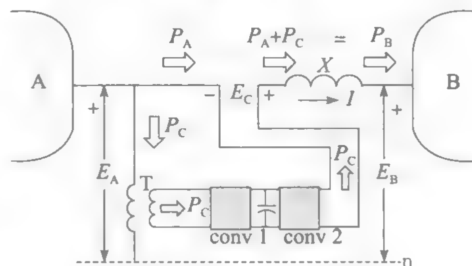


图 29-13 统一潮流控制器

考虑到潮流，换流器的工作方式必须是可逆转的。由于开关换流器的特性，这个要求便自动满足了，换流器 2 可以提供任意需要的电压 E_C 和相角。

除了传输有功功率到换流器 2（经过直流线路）之外，换流器 1 可以同时吸收或输送有功功率到区域 A，就像静止无功补偿器一样。

所以，图 29-13 中的两台换流器装置可以构成多功能的功率控制器，并命名为统一潮流控制器（UPFC）。它可以代替移相变压器，而且由于它的响应速度很快（这是由 GTO 的开关速度决定的），这种控制器可以对任何潮流故障进行响应。

29.6 静态变频器

变频器已经使用了很多年了，主要用来为铁路传输系统提供低频功率，用来减小电抗和架空线路的压降，还有就是方便交流串联发动机的换相，这些发动机是电动机车的主要动力。这些频率转换器经常涉及旋转电机，图 17.2 中的例子是种旋转式变频器，它将电网的 50Hz 频率转换为铁路系统需要的 $16\frac{2}{3}$Hz。

现代大功率开关换流器的出现，使得可以不再用旋转机器来实现变频。图 29-14 所示是 20MW 静态变频器的基本电路图。它由以下部分组成：

1. 输电线，150kV、3 相、50Hz，用于传输功率到换流站，一个断路器，可以断开高压线路。

2. 两个 3 相 Y-△-△和 Y-△-Y 变压器组，将 150kV、50Hz 线电压减到 1190V 后供给换流桥，三次绕组并联到谐波滤波器（3），滤波器也能供给换流器需要吸收的无功功率。

3. 串联调谐滤波器，用于提供低阻抗，从而为换流器（5）产生的谐波电流提供通道，主要的谐波频率为 550Hz、650Hz 以及更高。

4. 连接到每个 6 脉冲换流器的三相反馈。两个换流器串联能产生 12 脉冲的输出，这样可以减小电压和电流谐波。

5. 两个三相 6 脉冲交流/直流换流桥串联在一起，有一个接地中间点。换流器采用了晶闸管背靠背连接，设计成潮流可以逆转。这样当火车在下坡制动行驶时，可将能量返回 150kV 的电源。换流器是基于线路换相的，并且提供 1、2 点之间的直流电压。直流线路在 2650V 的额定电压下工作；晶闸管额定值：断态重复峰值电压为 4400V；平均运行电流为 1650A。

6. 平波电抗器（6）用来减小通过它的直流电流的谐波波动。

7. 直流断路器，当换流器在逆变器状态下换相失败时，直流断路器提供保护（功率

反馈到 150kV 线路）。

8. 谐波滤波器，它的中心频率为 33 $\frac{1}{3}$Hz，是输出频率 16 $\frac{2}{3}$Hz 的两倍。它可以减小直流电压分量中 33 $\frac{1}{3}$Hz 的纹波。换流站的单相功率输出使得直流线路传输脉冲能量到开关换流器（10）。

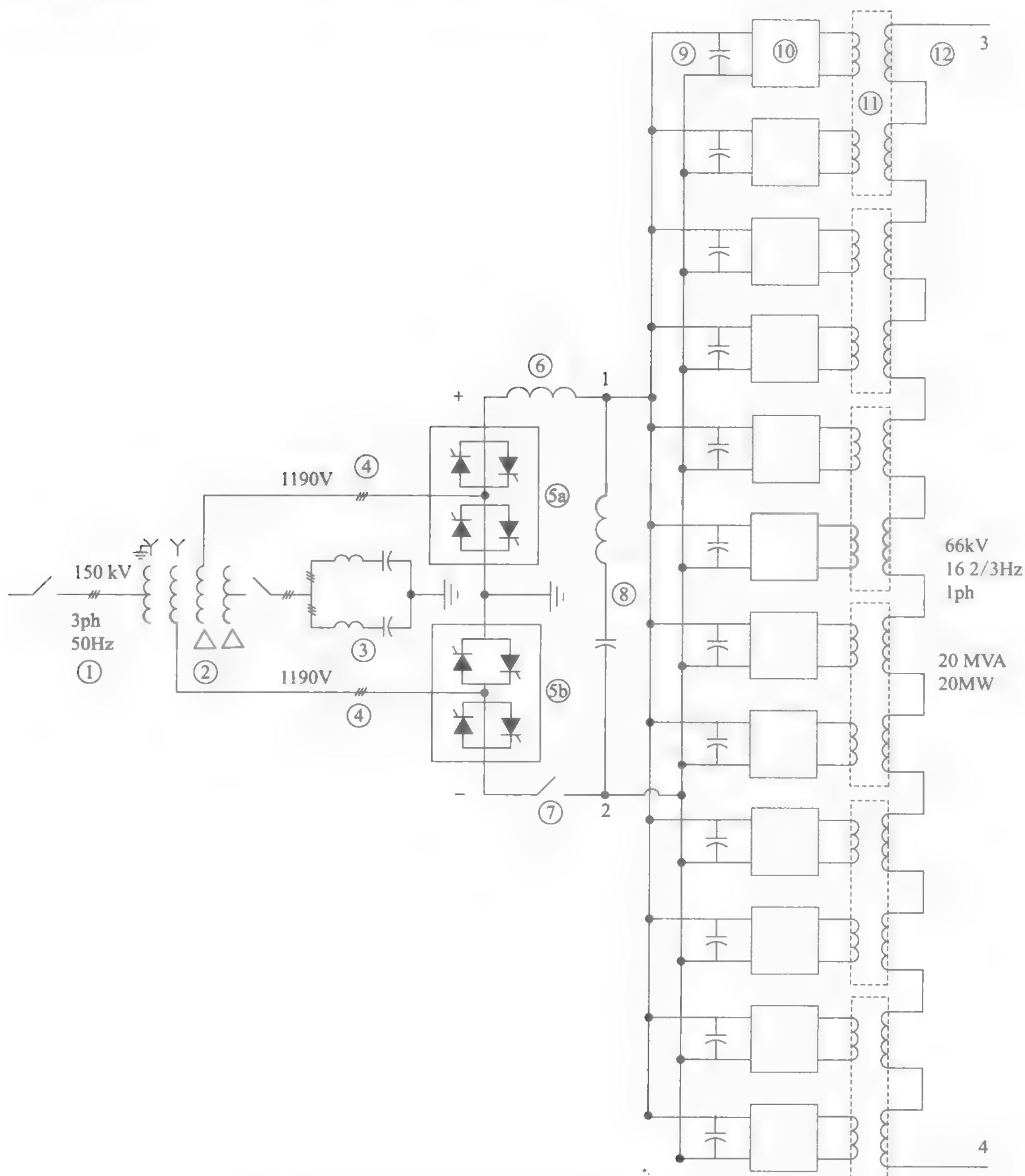


图 29-14　50Hz 到 16 $\frac{2}{3}$Hz 静态变频站的示意图

（图片源自 ABB Review，5/95 版本中的电路图）

9. 单相换流器输入端的电容，用作滤波器，确保换流器在电压源模式下工作。

10. $16\frac{2}{3}$Hz 开关换流器单元（见图 29-15）是单相水冷单元。换流器中的 GTO 在载波频率为 150Hz 时运行，频率调制比为 9。GTO 额定值：断态重复峰值电压为 4500V；峰值关闭电流为 3000A。

12 个换流器的输出连接到 6 个输出变压器（11）的两个一次绕组上，变压器的全部二次绕组串联产生 66kV、$16\frac{2}{3}$Hz 单相输出（12）。换流器按顺序触发，使得输出电压存在相差，所以大部分谐波被消除，而且波形接近于完美的正弦波。在全负荷和单位功率因数下，谐波失真小于 0.35%。

换流站可以单独运行或并联在一个 $16\frac{2}{3}$Hz 的电网上。在一种特殊的运行模式中，换流站作为一个单相静止无功补偿器来稳定网络的电压，此时换流站和 150kV 的输电线分离。



图 29-15 安装在瑞士 Giubiasco 的 50Hz 到 $16\frac{2}{3}$Hz 换流站水冷 GTO 换流器模块

（图片由 ABB 提供）

配电方案定制

29.7 配电系统中的扰动

高压输电线中的电压可以通过静止同步补偿器（STATCOM）来调节，这些单元用来注入功率，可以并联在线路中，也可以用 UPFC 串联在线路中。后者可以控制流过输电线的有功和无功功率，还能提供局部的无功控制。

当单个用户需求非常重要时，配电侧也在研究类似的控制器。在配电侧，扰动（如电压骤降、骤升、谐波畸变、供电中断以及功率因数等）都需要处理（见图 29-16）。表 29-1 列出一些需要注意的问题。配电网中有些扰动来自用户侧，有些来自供电侧，还有一些由两者共同引起。

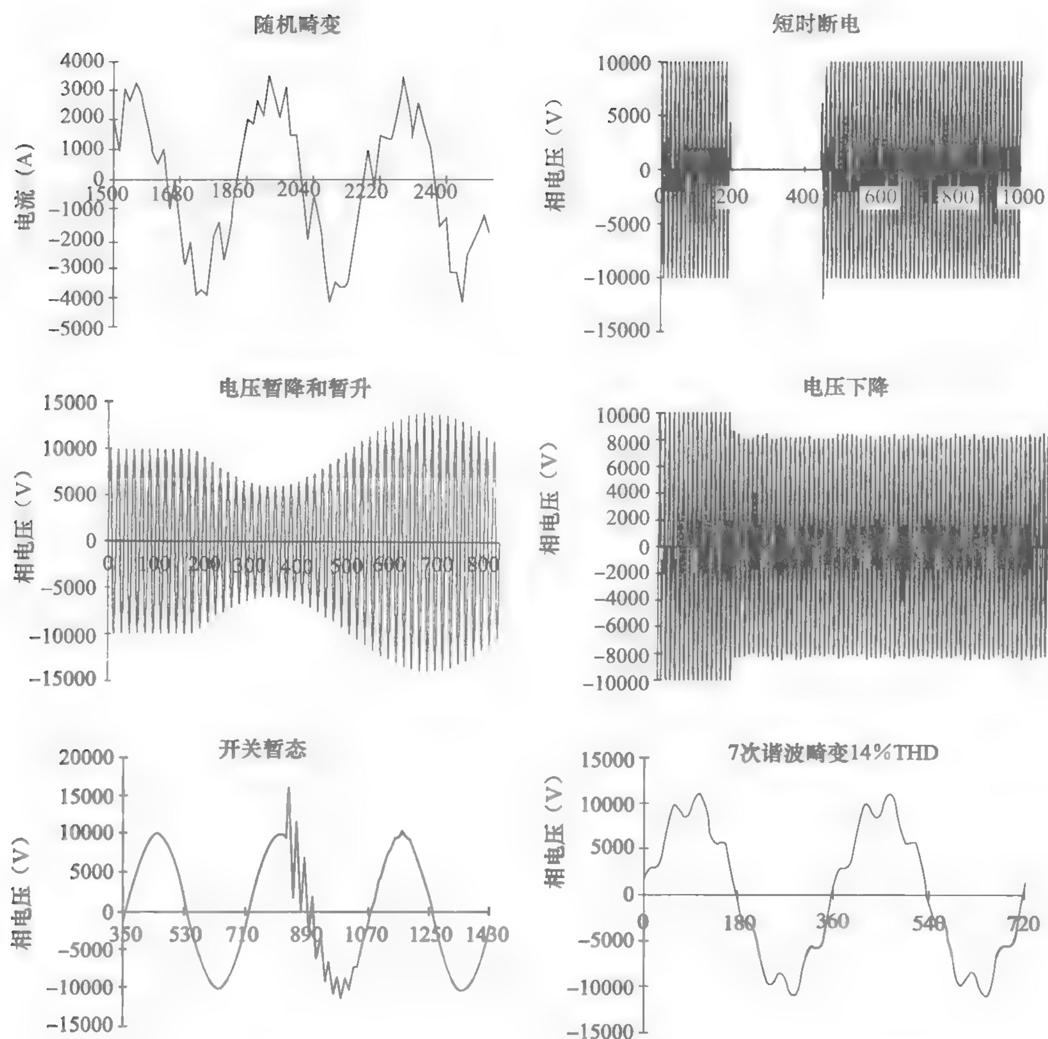


图 29-16 发生在配电和输电系统的典型扰动

表 29-1 配电网扰动

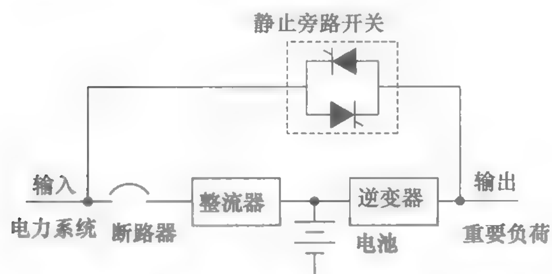
扰动特性	持续时间	来源		补偿
		用户侧	公共侧	并联或串联
低功率因数	几小时	C		并联
电压浪涌和跌落	几周期	C	U	并联或串联
电流谐波	几小时	C		并联
电压谐波	几小时	C	U	串联
随机电压畸变	几小时	C	U	并联或串联
电压瞬变	几周期	C	U	并联或串联
高短路电流	几周期	C	U	串联
电压调整	几小时		U	并联或串联
电源中断	几周期		U	并或串＋SSB①
电源中断	几秒		U	并或串＋SSB
电源中断	几小时		U	并联＋SSTS②

① 固态断路器。

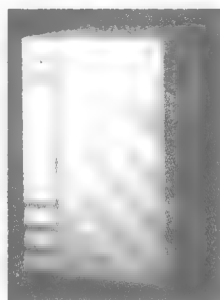
② 固态转换开关。

比如，一棵树倒在24kV的输电线上造成的扰动明显是属于电力公司的。电弧炉对电流产生随机剧烈的变化可以影响到铸造厂的电压，甚至影响它的邻近用户。这个电压污染是用户侧产生的，但是在同一个网络的用户看见了烦人的闪烁光，会把这个当成是电力公司造成的扰动。由于用户和电力公司是连在一起的，因此很难分清干扰的来源，除非追根究底去调查清楚。

本书已经讲过，用户和公司都想要无畸变且可靠的电能。在很多例子中，用户安装了不间断电源（UPS）来防止扰动影响到灵敏的电气设备（见图29-17）。例如在医院的手术室和机场，是绝不容许停电的，当电力公司出现了长时间故障时，由包括柴油发电机和直流蓄电池的UPS来提供长期紧急功率。



a）在线UPS的基本单元的单线简图。从供电公司输送过来的电能经过整流，输出接到电池端。该电池作为备用电源，且保证输入逆变器的为无纹直流。该逆变器输出60Hz高质量电能向重要负荷供电



b）18kV·A、120/208V、3相60Hz在线UPS产生120/208V、60Hz的输出。输出功率因数从滞后0.7变为超前0.7。即使对非线性负荷，总谐波失真THD也小于5%。满负荷时效率大约是90%。低噪声水平和小尺寸得益于IGBT逆变器的高频开关频率（约16kHz）。如果停电或者输入超过允许范围，内部电池将在不中断负荷供电的情况下向逆变器供电长达10分钟

图29-17 在线UPS单线简图及实物图

由于非线性负荷、电子设备以及其他谐波源设备的增加，一些研究已经表明，用户更加希望电力公司而不是自己来确保优质电能的供应。然而，现实情况总是在不断变化的，特别是在电力行业解除管制的情况下。例如，成本最低的解决方案可能是电能质量作为第三方提供的一种服务向配电方或者工业、商业、居民用户提供。这既会影响到解决电能质量的方法，也会影响到提高电能质量的产品的选择。

出于这个目的，制造商、研究机构、大学和电力公司合作，正在开发千瓦到兆瓦级的脉宽调制变换器。这些PWM变换器基于电力传动中的技术，比如第21～23章的变换器。读者可以参考这些章节来复习一下这些变换器的基本原理。

29.8 为什么采用PWM变换器

PWM变换器的功能强大，因为只需要通过给IGBT施加合适的触发信号，就可以产生任意形状、任意频率、任意相位的电压波形。这一功能在配电系统中特别有吸引力，因为配电系统中既有电压谐波，也有电流谐波。这些谐波量必须保持最小，而且当它们出现时，必须消除它们或者将它们转移到不会产生危害的回路中。这些谐波频率通常是60Hz的倍数，而且它们的幅值随频率的增加而减小。因此，当13倍频（780Hz）以下的谐波都被抑制时，通常可以接受它了。

假设关注的最高次谐波是13次，这意味着载波频率应该大约是10倍，即载波频率应该大约为10×13×60＝7800Hz，或者说8kHz左右。这个是在大功率IGBT的容许范围内

的。运行在这些载波频率下，变换器自身会产生高频失真，这样就必须限制产生的载波电流。

PWM 变换器的另一个优点是它们可以产生 60Hz 的正弦电压，而不是 GTO 所产生的矩形波。因此，PWM 变换器可以直接和配电网相接，而不需要滤波器或 60Hz 方波的移相叠加。但是，在大功率换流器中，可能不只需要一个换流器单元，这时采用移相法将会更好。

最后一个要使用 PWM 变换器的原因是工业过程中会产生大量与 60Hz 线路频率无关的畸变波形，包含电压、电流谐波。PWM 开关变换器也可以产生与这些随机失真的电压、电流反相的波形来抵消它们。

驱动 IGBT 的信号来源于反馈电路，对其中实际电压或电流的波形和理想波形进行比较。实时采集两者之间的偏差，形成了修正信号来驱动 IGBT（见图 29-18）。

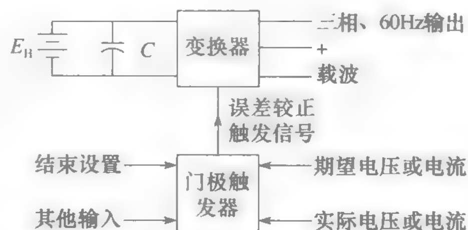


图 29-18　产生接近理想电压或电流的 3 相电压或电流

29.9　配电系统

为了了解并联和串联补偿器的运行，图 29-19 显示的是由辐射状的馈线及其支路组成的 13.2kV、三相配电系统的单相简图，馈线从变电站引出，通过一个自动继电器保护，如 26-14 节所述。馈线及其分支提供功率到生产区、住宅区、机床中心以及一个工业区。此外，装配有电弧炉的铸造厂将在近期内投入运行。每段馈线及其支路均几千米长，而且具有一定的感抗值，命名为 x_1，x_2，…，x_6。这里忽略了线路阻抗的电阻部分。

并联补偿器连接在工业区输入端。补偿器由一个变压器 T1、一个 PWM 变换器 SC1 以及它的蓄电池/电容电源组成。变压器折算到二次侧的漏抗为 x_a。变换器产生的电压包含一个载波，通过我们感兴趣的低频分量 e_a 调节。假设载波频率可以充分过滤掉，那么该频率的电压和电流就可以忽略。工业区中入口电压 e_b 包含 60Hz 基波分量和一些残留谐波、开关冲击以及补偿器无法消除的其他较小的扰动。由于补偿器的存在，e_b 的波形很好。

在某些危急情况下，固态断路器（SSB）允许立即开断工业区，这将在稍后的章节中介绍。

现在看看机床中心，它由在服务区入口处的串联补偿器 SC2 保护。补偿器由三个单独的换流器串联在每条线路上，并由三个变压器 T2 隔离开，图 29-19 只展示了一个变换器。变压器的漏抗 x_a、一次侧的电压 e_b 以及由变换器产生的 e_a 与之前讲的并联补偿符号相同。不过，可以看到它们的值和并联补偿器的值是不相同的。

这里包含电弧炉的铸造厂是一个特殊的干扰负荷。它们对电流产生随机变化，再对相应的端电压产生波动，而用并联补偿是可以克服这个问题的。

这样一个配电系统的电气表现是不断变化的，所以电压和电流波动。在各类可能发生的扰动中，选取列举以下情况：

- 在瞬时故障时，若自动继电器突然开闸和重合闸，会发生供电中断；
- 一个重要的负荷突然中断；
- 通过线路启动一个大功率感应电动机；
- 当电容接通时开关的冲击；
- 单相瞬时接地故障；
- 发生在给变电站供电的高压输电线上的扰动。

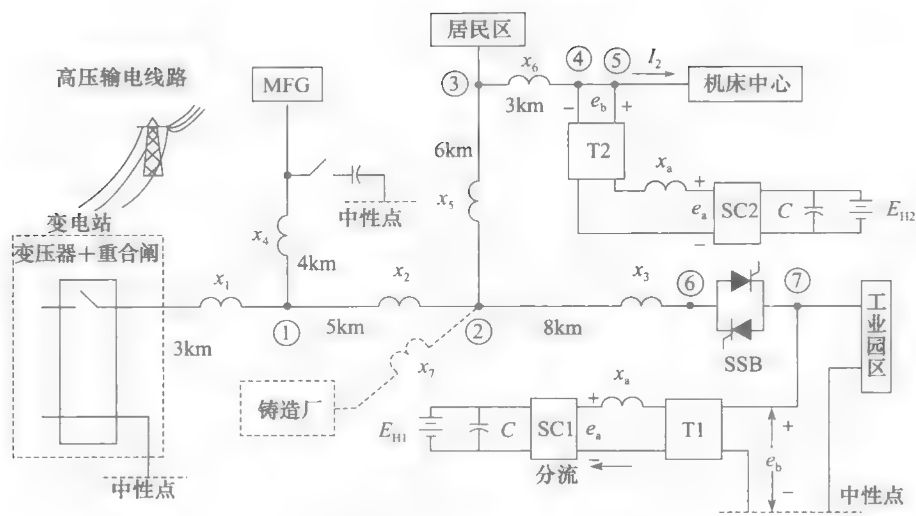


图 29-19 配电系统的单线图

29.10 补偿器和电路分析

PWM 变换器用在并联和串联补偿器的情况，这和 21.45 节到 21.49 节所示的类似。假设三相单元运行在载波频率为 6kHz 下，为了简化解释过程，进一步假设单相换流器只是应用到三相系统（见图 29-20a）的一相。在图 29-20b 中进一步简化补偿器，只显示了一个电压源 e_a 和一个可选的储能蓄电池。

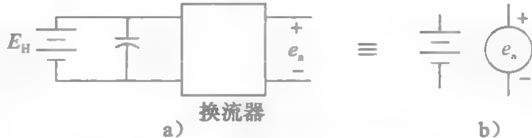


图 29 20 等效电路图和开关换流器的符号，可选能量存储以蓄电池表示

为了理解补偿器对配电网的影响，下面分析电路。尽管配电网有很多支路和扰动，但是这种分析方法还是相对容易的。

在涉及变压器的电路分析中，最好采用标幺制，它可以把每个物理量归一化。变压器“消失”后，相应的电路就变得更加容易想象和求解。为了达到这一目的，简单假设电路图中的变压器变比为 1∶1，那么一个单位的基准电压对应的就是额定补偿电压。

并联或串联补偿器的选择取决于多方面，这会在后面几节讨论。在关于并联型 PWM 配电网补偿器（DSTAT-COM）的研究中，这种补偿器有时候也称为配电网静止补偿器或者 DSTATCON。

29.11 并联补偿器：工作原理

PWM 并联补偿器有几个应用，它可以用作稳压器、短期电源、谐波畸变抑制器、功率因数校正器和有源滤波器。本节将展示这些应用。

考虑图 29-21a 中的电路，它显示的是面向工业园区和它周围一部分配电电路的并联补偿器。该图和图 29-19 的系统相同，只是节点 6 左边的整个网络根据戴维南定理，被一个等效电抗 X_{eq} 和等效电压 E_{eq} 代替。等效电压 E_{eq} 包括基波 60Hz 分量 e_c 以及从节点 6 看进去的所有暂态和谐波畸变 e_d。

图 29-21b 是图 29-21a 的复制图，不过它的补偿器已经由等效符号代替，工业园区用阻抗 Z 表示。SSB 是闭合的。等效电压 E_{eq} 已经由 60Hz 分量 e_c 和一个扰动电压 e_d 所代替。下面讲述稳压、畸变和其他一些感兴趣的方面。

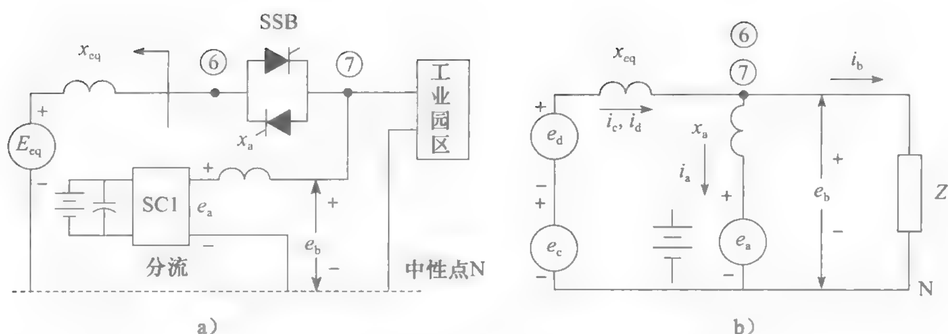


图 29-21 并联补偿器和工业园区的等效电路推导过程

电压调节。补偿器的目的是在面对一个变化的电压 e_c 和一个变化的工业负荷时，e_d 忽略不计，能在工业园区入口处维持一个恒定的 60Hz 电压 e_b。补偿器尝试通过改变电压 e_a，保持 e_b 为一个常数（见图 29-22a）。变动的 e_a 会改变补偿器电流 i_a，然后会反过来修正 i_c，最后作用于 e_b。下面用相关的公式和相量图来解释这些情况下系统会发生什么。

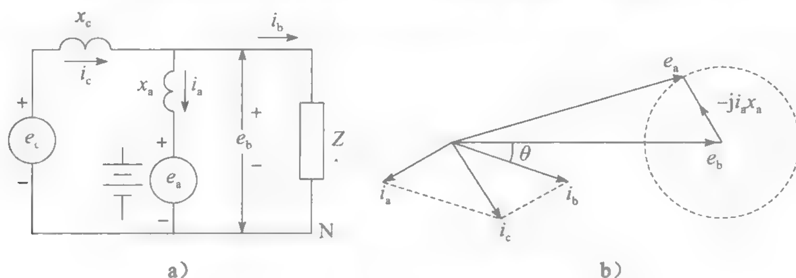


图 29-22 通过并联补偿器来稳压

第一个电路等式如图 29-22a 的右边所示：

$$-e_a - ji_a x_a + e_b = 0$$

它可以表示成

$$ji_a x_a = e_b - e_a \tag{29.10}$$

因为 e_b 通过系统调节维持恒定，所以把它作为参考相位（见图 29-22b）。x_a 的值是固定的，i_a 的大小是从零变化到换流器最大额定电流 $i_{a(max)}$。e_a 的大小和相位是根据 e_b 变化的，可以看到 i_a 的大小和相位也一直在变，受到式（29.10）约束。特别是，若 i_a 保持在额定值 $i_{a(max)}$，改变 e_a，相量 $ji_{a(max)}x_a$ 将会位于圆周上。这样，通过使 e_a 的幅值和相位发生较小的改变，就可以使 i_a 旋转 360°。根据这个结论得出了第二个电路等式，如图 29-22a 的左边所示：

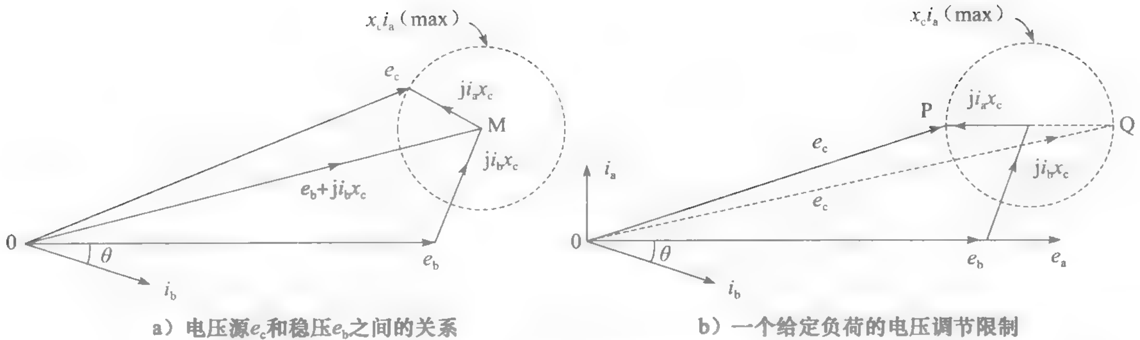
$$-e_c + ji_c x_c + e_b = 0$$

所以 $e_c = e_b + ji_c x_c$，

又因为 $i_c = i_a + i_b$，所以上式可以写成

$$e_c = (e_b + ji_b x_c) + ji_a x_c \tag{29.11}$$

参考图 29-23a，e_b 和 i_b 之间的相角 θ 由工业园区的功率因数决定。所以，对于给定的负荷条件，相量 OM（$=e_b + ji_b x_c$）是固定的。相量 e_c 是相量 OM 与 $ji_a x_c$ 相量之和。i_a 相位可以 360°摆动，取值可以为 $0 \sim i_{a(max)}$。可以看到 $x_c i_{a(max)}$ 又是一个圆周。在额定值 $i_{a(max)}$，e_c 相量的端点落在圆周上，如图 29-23b 所示。因为 i_a 可以在 $0 \sim i_{a(max)}$ 变化，所以 e_c 的箭头可以落在整个圆内，而且不会影响 e_b 的大小。



a）电压源e_c和稳压e_b之间的关系　　b）一个给定负荷的电压调节限制

图 29-23　电压间的相量关系

当关注点是向负荷 Z 供电时，e_c 和 e_b 之间的相角就不重要了。而只需知道在补偿器使得输出电压 e_b 保持常数的前提下，对应 e_c 的范围。另外，为了消除储能的必要性，稳压应该不需要补偿器提供有功功率。参考图 29-22a，这表示 i_a 必须和 e_a 垂直。根据式(29.10)，有补偿器产生的电压 e_a 必须和负荷上的电压 e_b 同相。

图 29-23b 显示了相量之间的关系。可以看到，对于给定负荷条件 e_b、i_b，e_c 的最小值对应相量 OP，最大值对应相量为 OQ。这个范围很大，但是这也取决于电抗 x_c。如果线电抗很小，那么圆周的直径将会很小，e_c 的调节范围也很小。所以，当出现大的电压跌落或上升时，补偿器可能无法使 e_b 保持不变。与馈线的容量相比，kV·A 级的并联补偿器容量很小，很难稳定线路电压。下面将讲到，这个问题需要用串联补偿器来解决。

供电中断。工业园区代表了一个几兆瓦的负荷，合同条约规定不能出现超过 10s（或者更短）的短暂停电。供电中断可能是由馈线突然短路，或者开路引起的。在这种情况下，带有蓄电池的并联补偿器可以在线路中断期间短时供电。但是在供应电能前，工业园区的馈线需要从主馈线中分离出来，这就需要 SSB（见图 29-19 和图 29-24）。21.23 节解释过，SSB 是由背靠背的晶闸管组成的。这种分离的原因很明显：补偿器为了满足工业园区紧急供电，而不是系统中其他用户的紧急需要。

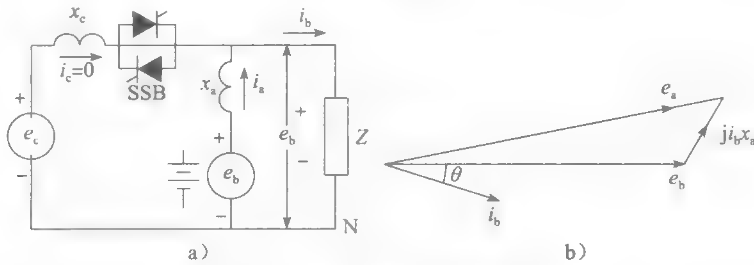


图 29-24　供电中断时补偿器的反应

什么可能会造成供电中断呢？假设有一场暴风雪或者飓风，对距离变电站 4km 的主馈线产生了瞬间的接地故障（见图 29-19），就会引起继电器在两三个周期内断开。但是在它断开之前，短路的电压会造成线路崩溃，影响到全部用户。为了解决这个问题，SSB 需要快速（在一个半周期内）断开电路，这时节点 6 的电压还没有崩溃，同时蓄电池开始提供电能给补偿器，它可以很快转换成 60Hz 电能并输送到工业园区。

在短路开始后的几个周期，假如断路器断开 30 个周期（0.5s）后会重合闸，这时故障已经清除。觉察到这种新的情况后，SSB 会重新闭合，补偿器回到平常状态。假设工业园区的负荷为 8MW，在供电中断时，换流器必须提供 8MW×0.5s＝4MW·s＝4MJ 的能量。这么多的能量完全在系统储能范围内，通常系统可以提供最多 100MJ 的能量。

图 29-24b 给出了补偿器提供电能给工业园区时的相位关系。补偿器自动使电压 e_b 保持在它的额定值，这表示它必须产生一个电压 e_a。

电压畸变。根据图 29-25 说明电压畸变，其中谐波电压 e_b 出现在配电系统中。我们仅关注电压畸变，忽略 60Hz 电压。谐波的阻抗高于 60Hz 时的阻抗，记为 x_{cd} 和 x_{ad}。补偿器会消除出现在负荷上的谐波电压，所以 $e_{bd}=0$。结果，在负荷中的畸变电流 i_{bd} 也为零。随后谐波电流 i_d 流过源和补偿器。写出以下等式：

$$-e_d + ji_d x_{cd} + e_{bd} = 0 \tag{29.12}$$

$$-e_{ad} - ji_d x_{ad} + e_{bd} = 0 \tag{29.13}$$

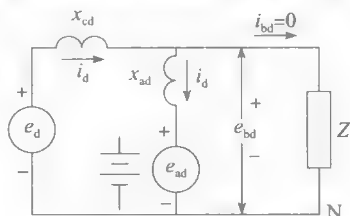


图 29-25 当电压源产生一个电压畸变 e_d 时补偿器的反应

通过这两个公式，又因为 $e_{bd}=0$，

所以可以得到

$$e_{ad} = -\frac{x_{ad}}{x_{cd}} \times e_d \tag{29.14}$$

大多数情况下，x_{ad} 都远大于 x_{cd}；所以，为了防止谐波电压出现在负荷上，补偿器必须产生比电源谐波电压 e_d 更大的补偿谐波电压 e_{ad}。

值得指出的是，相似的分析方法能应用在像开关涌流等暂态电压分析中。例如，假设制造部门（见图 29-19）有一个功率因数校正系统，其中包含电容器的投切。当电容器投入时，它产生持续几个周期大约是 5kV、900Hz 的冲击。这个电压瞬间可以达到 60Hz 电压的顶峰（见图 29-16）。当它在馈线中传输时，幅值会很快减小，但它到达工业园区的输入端时，幅值可能仍然很大。这时补偿器再次起作用，因为它 6kHz 的载波频率远远大于 900Hz，所以可以抑制暂态电压。

功率因数校正。并联补偿器可以用来校正工业园区输入的功率因数。这样，需要配置补偿电压 e_a，使得电流 i_a 落后电压 e_b 90°（见图 29-26）。参考图 29-26，假设补偿器在电阻 r_a 处有损耗，可以得到以下公式：

$$-e_a + i_a r_a + ji_a x_a + e_b = 0$$

$$\text{即 } e_a = ji_a x_a + i_a r_a + e_b \tag{29.15}$$

相应的相位图如图 29-26b 所示，注意，e_a 大于 e_b，并稍稍滞后于它。结果，配电系统吸收无功功率 $Q=e_b i_a$，同时提供给补偿器有功功率 $P=e_a i_a \cos\phi$。在这些条件下，蓄电池供应直流输入是没有必要的。电容通过控制 e_a 来保持需要的直流电压水平，那样 e_a 会稍稍滞后或超前 e_b，这在前面 STATCOM 换流器中讲过。

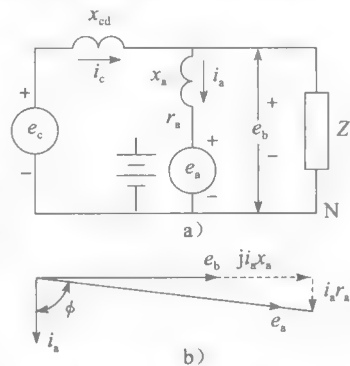


图 29-26 功率因数校正

非线性负荷。现在来看一下提过的铸造厂的情况。它由主馈线上的节点 2 供电（见图 29-19）。一个铸造厂就是一个非线性负荷 Z（见图 29-27a），因为电弧炉在运作过程中电流 i_c 波动很大，所以配电线上的压降是非线性的，这样就会在到铸造厂的输入端产生畸变电压 e_{bd}。实际上，电流不是按规律改变的，所以不可能用谐波和相应频率下的电抗来表示电压。但是，沿着线路的瞬时压降总是等于它的电感 L 乘以它的电流变化率。铸造厂的瞬时电压 e_{bd} 是：

$$-e_c + L\frac{\Delta i_c}{\Delta t} + e_{bd} = 0$$

即

$$e_{bd} = e_c - L\frac{\Delta i_c}{\Delta t} \tag{29.16}$$

例如，如果馈线有 60Hz 电抗 $x_7=11\Omega$（见图 29-19），则它的电感 L 为

$$L=\frac{x_7}{2\pi f}=\frac{11}{2\pi\times 60}=0.029\text{H}$$

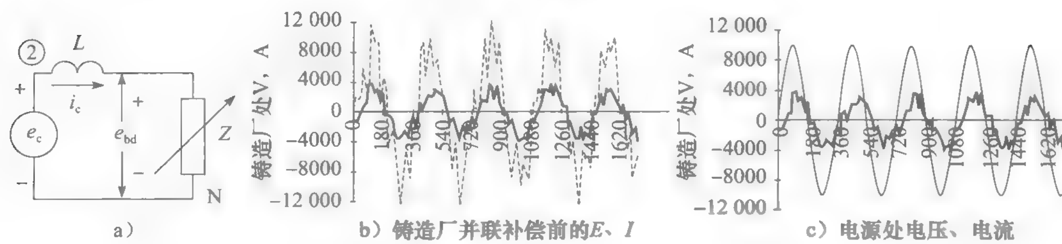


图 29-27 铸造厂的等效电路，安装并联补偿器前的电压和电流

图 29-27b 所示为校正前铸造厂的输入电流和电压，锯齿状电流的有效值为 2300A，电压峰值为 12kV。

图 29-27c 所示为在节点 2 的基波分量电压 e_c 和电流 i_c。虽然 e_c 是正弦波形，但是该点的实际电压仍然受到扰动电流的影响。影响程度取决于节点 2 之前的阻抗。如果阻抗很大，那么波形对其他用户是无法接受的。所以改善流过馈线的电流波形是很重要的，还要改善铸造厂输入端自身的电压波形。

图 29-28 所示为铸造厂、馈线以及并联补偿器 SC3 和变压器 T3。电流互感器 CT 检测馈线上的电流瞬时值 i_c，而且这个信号被反馈到控制门触发的处理器。处理器的第二个输入是期望得到的正弦电流瞬时值。处理器比较这两个信号，然后产生触发脉冲来校正 i_c 的波形。

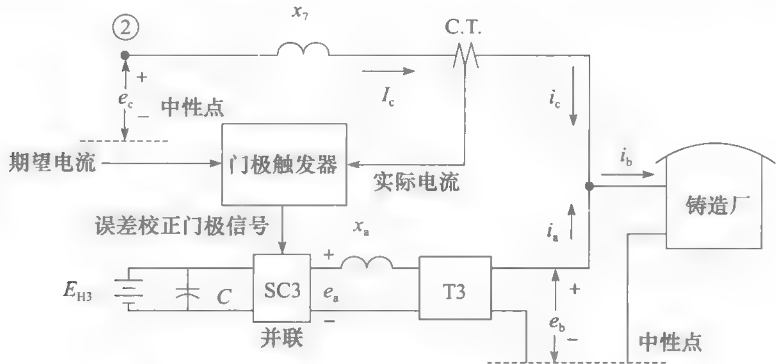


图 29-28 在铸造厂入口处的并联补偿器

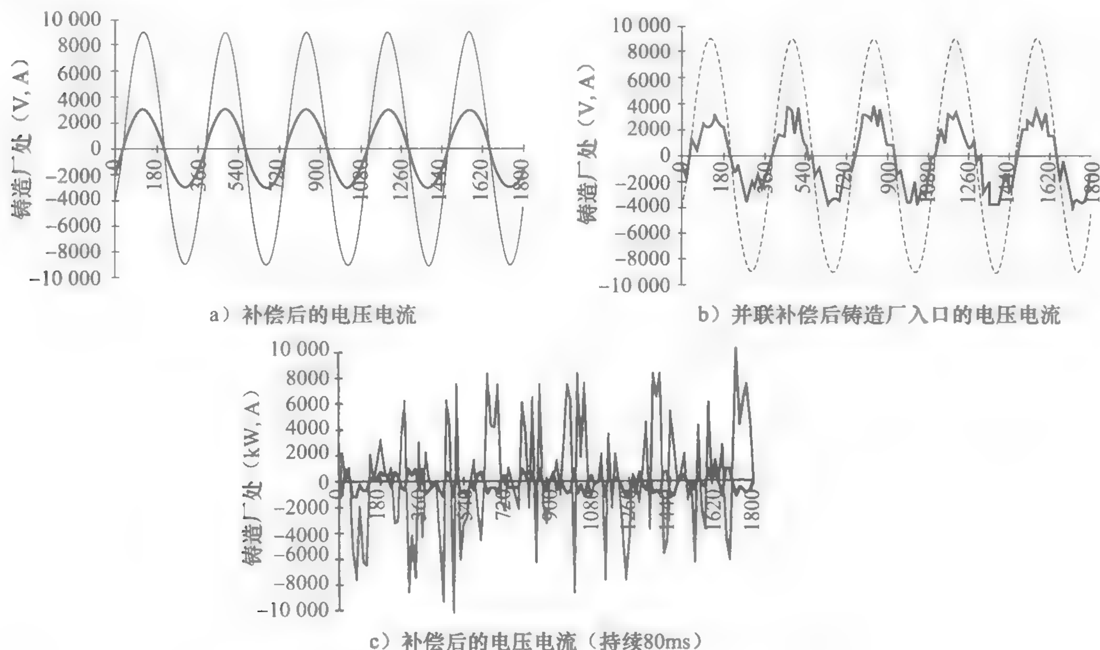
这使得馈线中的电流接近正弦波。所以，沿着馈线的压降现在是正弦的，而且铸造厂入口处的电压也是。但是，传输到铸造厂的电流 i_b 仍然是畸变的，因为负荷本身就是非线性的。这表示由并联补偿器提供的电流 i_a 是工厂电流的畸变分量。补偿器现在的作用和有源滤波器一样。

图 29-29a 所示为在工厂入口处的电压 e_b 以及在馈线上流动的正弦电流。图 29-29b 所示为相同的电压和提供给铸造厂的畸变电流。

图 29-29c 所示为由补偿器提供的电流 i_a（有效值大约 800A）以及相应的瞬态功率。注意，补偿器的功率在正负值之间连续波动，在 80ms 间隔时间内最高能达到 10MW 的峰值。而净功率在几个 60Hz 周期内的平均值是零，这是因为交流电 i_a 的随机特性。

总而言之，可以看到并联补偿器可以处理很多不同扰动并且可以确保优质电能输送到

用户。但是在图 29-19 所示配电系统某一点上来校正电能质量不能使全部用户都同等获益。当扰动由制造厂产生时，虽然在工业园区入口处消除了，但是住宅区还有影响。因此，研究安装一个补偿器的效果是有意义的。



a）补偿后的电压电流

b）并联补偿后铸造厂入口的电压电流

c）补偿后的电压电流（持续80ms）

图 29-29　在安装并联补偿器后的电压、电流和功率

29.12　串联补偿器：工作原理

串联补偿器图⊖（见图 29-32）和并联补偿器是相似的；主要的区别在于它串联在馈线上，而不是并联。回忆一下，在图 29-19 中的串联补偿器位于机床中心的输入处。串联补偿器的等效电路和并联补偿器以同样的方式处理。所以，在图 29-30 中，机床工厂用阻抗 Z、补偿器电压 e_a、有效线路电抗 x_c、60Hz 正弦电压 e_c 以及扰动电压 e_d 来表示。现在先了解补偿器的作用——首先用作稳压器，其次用来抵消供电侧的电压畸变。

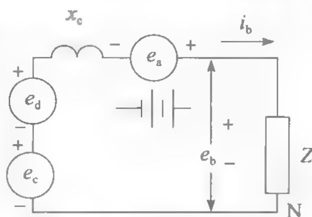


图 29-30　串联补偿器

稳压。如图 29-31a 所示，假设 60Hz 电压源 e_c 单独作用于电路（无畸变），负荷上的电压 e_b 通过使用串联补偿器来保持常数。负荷流过的电流为 i_b。有以下等式：

$$-e_c + \mathrm{j}i_b x_c + e_a + e_b = 0$$

即

$$e_c = \mathrm{j}i_b x_c + e_a + e_b \tag{29.17}$$

假设 i_b 落后于 e_b，并且补偿器产生的电压 $e_{a(max)}$ 为常数，等于它的额定电压。相量如图 29-31b 所示。因为 $e_{a(max)}$ 的相位可以根据需要变化，所以它的变动区域是圆心为 M 的圆。

由于 e_b 保持恒定，电压源相量 e_c 可以为任意值和任意相位，只要它落在 $e_{a(max)}$ 的圆周

⊖ 有时称为动态电压恢复器（DVR），或者静态串联稳压器（SSVR）。

内。e_c 和 e_b 之间的相角不重要，唯一的目标就是保持 e_b 大小为常数。为了达到这个目标，e_c 的最大可能值是相量 OP，最小值为相量 OQ（见图 29-28c）。这样，如果 e_c 在这个范围内减小或增大，串联补偿器仍然能保持负荷上的电压为常数。

a）串联补偿器的电路图

b）串联补偿器的稳压

c）增大和减小补偿

d）正交串联补偿

图 29-31 串联补偿器相量分析

但是，相量图显示了当相量 e_c 大小等于 OQ 时，补偿器必须提供有功功率给系统。原因是相量 $-e_{a(max)}$ 的一个分量落后电流 i_b180°，只有当 $-e_{a(max)}$ 和 i_b 正交时，换流器的有功功率为零。同样，当 e_c 等于 OP 时，补偿器必须吸收有功功率。如果补偿器恰好进行一个短期的调节，例如 10s 以内，蓄电池可以供应或吸收需要的功率，所以 e_c 可以在从 OQ 到 OP 的整个范围内调节。但这并不是一个长期的解决方案。

从长期来看，稳压在没有补偿器吸收或输送有功功率的情况下仍然有可能实现。这要求相量 e_a 必须保持和相量 i_b 成直角（见图 29-31a）。相量 e_c 的末端必须落在如图 29-31d 所示的线段 PQ 上。e_c 的大小可以从长度 OP 变化到长度 OQ，比起图 29-28c 中的范围要窄。注意，串联补偿器甚至可以用来稳定非常刚性（低阻抗）的馈线的电压。

值得注意的是，三相电压扰动可能是不同的。比如，网络中的一相接地故障可能产生三相电压不平衡。所以，为了确保机床中心入口处的线电压平衡，补偿器的三个换流器必须相互独立地工作。

根据统计学，在配电系统中影响重要负荷的扰动里，有 90%是因为电压跌落引起的。串联补偿器可专门用于解决这一问题，因为在出现扰动时，它没必要提供全部的电能。可以看到，逆变器可以通过调节它的输出电压以匹配故障时估计的电压跌落值，来使它的额定功率达到最小，而电能储存则由它的持续时间所决定。

例如，有一条 480V、3 相、60Hz 的馈线传输 600kV·A 到重要的负荷。假设最坏情况下相电压跌落 15%，持续时间是 20 个周期。串联补偿器在故障期间必须提高输出电压 15%才能在这一条线上输送相同的电流。所以，它的额定功率需要是 15%×600kV·A＝90kV·A，储存的电能需要是 90kW×20 个周期×（1/60）s＝30kWs＝30kJ。

额定功率和储存电量都需要适当。实际上，典型的串联补偿器可以提高 25%、50%、75%和 100%的电压。

因此对于解决电压跌落问题，相比于 SSB 或带有电能储存装置的全功率的并联补偿器，串联补偿器更有经济效益。

限制电流。在一些应用中，串联补偿器可以用预设值来限制刚性馈线的短路电流。它的反应时间很快，使得它可以迅速产生与馈线电压方向相反的电压，因此可以限制短路电流，直到主断路器断开。

29.13　小结

本书已经讲过采用串联补偿器（见图 29-32）、并联补偿器以及静态断路器（见图 29-33）瞬间控制输电线和配电系统的潮流。在各种情况下，由于开关换流器的快速响应使得瞬时控制成为可能。有一些换流器可以控制电压和电流的波形，可以作为有源滤波器。

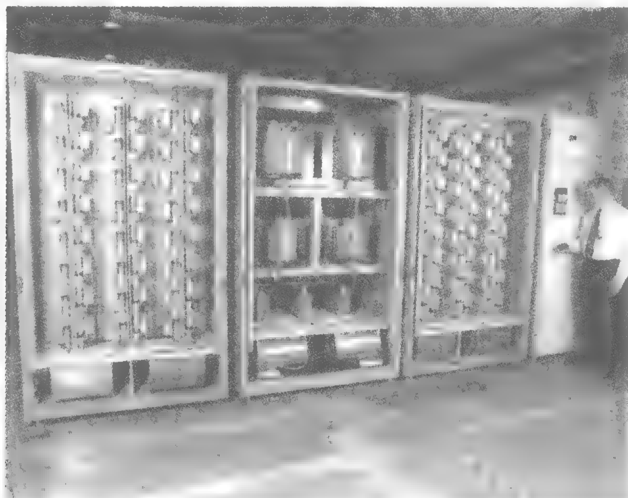


图 29-32　这个±2MV・A 换流器可以用在并联或串联补偿器中（DSTATCON 或 DVR）
（图片由 Westinghouse Electric Corporation 提供）



图 29-33　13.8kV、3 相 SSB，包括 GTO 和晶闸管。GTO 额定电流是 600A，晶闸管额定电流是 8000A
（图片由西屋电气公司提供）

换流器也可以在兆瓦级范围内用作大功率变频器。

这些新的大功率设备对电力公司调度和管理潮流的模式将会产生深远的影响。它们也能对电力系统扰动进行动态控制，因此增加了电网的稳定性。最后，它们加强了对潮流的控制，提高了电能质量，还调动了目前未用的系统备用容量。

习题

初级

29-1 GTO和晶闸管的主要区别。

29-2 解释一下为什么GTO不能用在大频率PWM变换器中。

29-3 导体中有60Hz电流，并包含23次谐波。谐波的频率是多少？

29-4 在图29-1a中的固态开关器流过的交流电流有效值为684A，计算流过一个晶闸管的峰值电流。

29-5 什么是刚性馈线？

29-6 一个3相开关换流器接在2400V的直流母线上。计算换流器在以下工作状态时线电压的有效值。

a. 矩阵波模式；

b. PWM模式，$m=1$。

29-7 在习题29-4中，计算开断60Hz电流所需要的最长时间。

29-8 什么是TCSC的游标调节？

29-9 解释以下名词：

a. 开关冲击

b. 掉电

c. 电压抬升

d. UPS

中级

29-10 电缆输送60Hz、870A电流以及124A的5次谐波。计算电流的有效值。

29-11 在习题29-10中计算最大可能的峰值电流。

29-12 参考图29-3计算电容器的电容值和电感的电感值。

29-13 在图29-6中，如果在电容上的电压为3400V，计算60Hz的交流相电压峰值。

29-14 参考29-12中的串联补偿器，$E_A=6.9$kV，$E_B=7.4$kV。串联补偿器可以达到最高电压1.5kV，额定电流800A。计算A、B之间可以交换的最大有功功率，其中E_A和E_B同相。

29-15 解释UPFC的工作原理。

29-16 参考图29-14，当换流器输送的额定单相功率为66kV时，计算流过150kV输电线的电流。150kV线路的功率因数为0.96（滞后）。

29-17 一个6700kW的负荷通过并联补偿器背靠背接在240V下运行的蓄电池组，蓄电池组储能40MJ。计算电池组为多少安·时。

29-18 在习题29-17中，在端电压突然下降之前，电池供给负荷的时间最多可以维持几秒？

高级

29-19 参考图29-31，在单位功率因数下，想要维持用电企业入口处线电压为24kV，总负荷为6.8MW。馈线每相的电抗为5Ω。其中电压源可以在25kV到26.4kV之间变化。

计算：

a. 对于串联补偿器如果长时间内既不吸收也不输送任何有功功率，各相所需要的最大电压。

b. 补偿器的额定功率。

c. 如果出现一个短暂的电压跌落，在补偿器不能保持24kV输出电压前所能达到的最小电压？

d. 如果出现一个短暂的电压抬升，在补偿器不能保持24kV输出电压前所能达到的最大电压？

e. 如果补偿器可以在短期内输送有功和无功功率。在（c）中的最小电压和（d）中的最大电压分别是多少？

第30章
谐　　波

30.0 引言

工业中的电压和电流常常会波形畸变。关于畸变的讨论我们在第 2 章 2.12 部分已经简要提及。正如前面所述，引起畸变的原因可能是变压器磁心的磁饱和、晶闸管开关的动作，或者是其他非线性负荷。一个畸变波形可能由基波和一个或多个谐波组成。例如，将图 2-23 复制为图 30-1，图中畸变交流电流包含 5 次、7 次以及一些更高次的谐波分量电流。

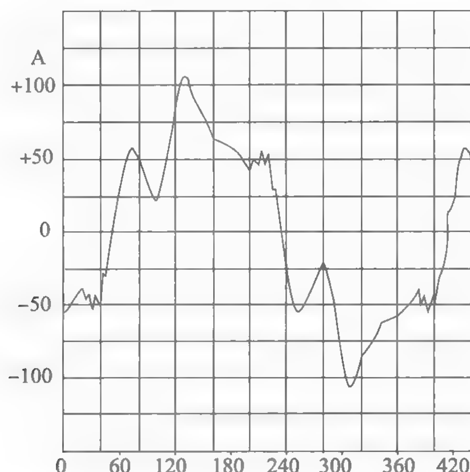


图 30-1　频率为 60Hz 的畸变电流波形，有效值为 62.5A。电流包含了以下分量：基波（60Hz）：59A；5 次谐波：15.6A；7 次谐波：10.3A。该波形中还包含一些幅值很小的更高次谐波。

30.1 谐波和相量图

我们可以通过合成相量图来表示畸变波。它表示了每个正弦分量的初始值、频率和幅值。幅值等于电压或电流的峰值。例如，图 30-2 所示的相量图表示由两个分量组成的畸变电压。

1. 基波电压 E_F 幅度为 100V，频率为 60Hz，初始相角为 0°，转速为 60 转/秒。

2. 5 次谐波 E_H 幅度为 20V，频率为 300Hz，初始相角为 59°，转速为基波的 5 倍。

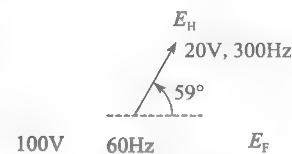


图 30-2　畸变电压可以用不同转速的相量表示。它们的初始相位也影响波形

基波 E_F 可以表示为：$E_F = 100\sin(\theta + 0°) = 100\sin 360ft$

谐波 E_H 可以表示为：$E_H = 20\sin(5\theta + 59°) = 20\sin(5 \times 360ft + 59°)$

因此畸变波可以表示为：$E = 100\sin\theta + 20\sin(5\theta + 59°)$

其中，$\theta = 360ft = 360 \times 60 \times t$，相角的单位是度。一个完整周期的波形如图 30-3 所示。

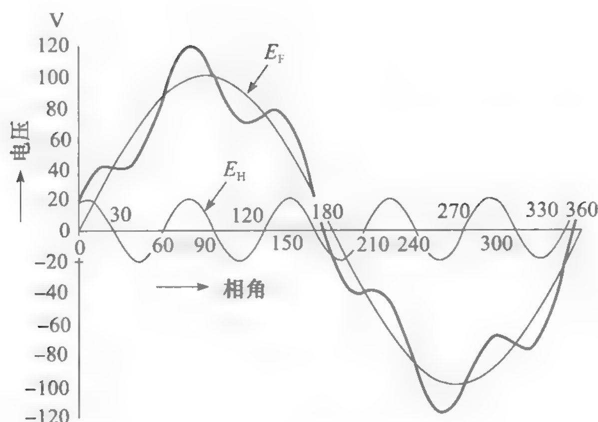


图 30-3 图 30-2 所示相量产生的电压波形

波形不仅由谐波的频率和幅值决定，也与谐波和基波之间的角度有关。例如，图 30-2 所示的 5 次谐波的初始相角从 59°变到 180°，那么产生的电压波形将会是图 30-4所示的平顶波形。

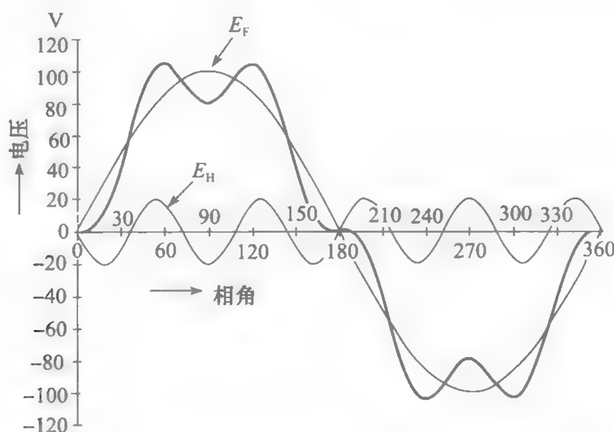


图 30-4 5 次谐波初始相角为 180°时的电压波形

30.2 畸变波形的有效值

畸变电压的有效值为：

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2} \tag{30.1}$$

其中，E 是畸变电压的有效值 [V]；E_F 是基波的有效值 [V]；E_H 是所有谐波分量的有效值 [V]。

总谐波有效值 E_H 可表示为：

$$E_H = \sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \cdots + E_n^2} \tag{30.2}$$

E_2，E_3，E_4，…，E_n 分别是 2 次，3 次，4 次，…，n 次谐波的有效值。

结合式 30.1 和 30.2，我们得到

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_2^2 + E_3^2 + \cdots + E_n^2} \tag{30.3}$$

畸变电流的表达式与上式同。

例 30-1 计算图 30-3 所示的畸变电压的有效值。

解 基波的有效值为

$$E_F = 100/\sqrt{2} = 70.7\text{V}$$

5 次谐波的有效值为

$$E_5 = 20/\sqrt{2} = 14.1\text{V}$$

那么畸变电压的有效值为

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2} = \sqrt{70.7^2 + 14.1^2} = \sqrt{5197} = 72.1\text{V}$$ ◀

例 30-2 方波幅值为 66V，其中基波幅值为 84V。计算：

a. 方波的有效值；

b. 基波的有效值；

c. 总谐波有效值。

解 a. 方波的有效值显然为 66V

b. 基波的有效值为 $E_F = E_{max}/\sqrt{2} = 84/\sqrt{2} = 59.4\text{V}$

c. 用公式（30.1）得

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2}$$

$$66 = \sqrt{59.4^2 + E_H^2}$$

解得

$$E_H = \sqrt{66^2 - 59.4^2} = 28.8\text{V}$$

总谐波有效值为 28.8V。 ◀

30.3 峰值系数和总谐波畸变率 THD

可以用多种方法描述电流或电压畸变的程度。最常用的两种方法就是峰值系数和总谐波畸变率（THD）。

定义：电压的峰值系数等于峰值除以有效值

$$\boxed{\text{峰值系数} = \frac{\text{电压峰值}}{\text{电压有效值}}} \tag{30.4}$$

正弦电压（无畸变）的峰值系数为$\sqrt{2}=1.41$。峰值系数小于 1.4 的电压波形趋向于平顶。从另一方面说，峰值系数大于 1.4 的电压波形趋向于尖顶。

电流和电压的 THD 等于所有谐波分量的有效值除以基波的有效值。对于畸变电流有：

$$\boxed{\text{THD} = \frac{I_H}{I_F}} \tag{30.5a}$$

对于畸变电压有：

$$\boxed{\text{THD} = \frac{E_H}{E_F}} \tag{30.5b}$$

由上述表达式可见，正弦电压和电流的 THD 为零。

例 30-3 图 30-1 所示畸变电流的有效值为 62.5A，其中基波的有效值为 59A，计算：

a. 总谐波有效值 I_H；

b. 用百分比表示总谐波畸变率；

c. 7 次以上谐波的总有效值；

d. 7 次谐波的幅值。

解 a. 总谐波有效值 I_H 为：

$$I_H = \sqrt{I^2 - I_F^2} = \sqrt{62.5^2 - 59^2} = 20.6\text{A}$$

b. 总谐波畸变率为：

$$\text{THD} = \frac{I_H}{I_F} = \frac{20.6}{59} = 0.349 = 34.9\%$$

c. 5 次和 7 次谐波如图 30-1 所示，大于 7 次的谐波总有效值为：

$$I_{>7H} = \sqrt{I_H^2 - I_5^2 - I_7^2} = \sqrt{20.6^2 - 15.6^2 - 10.3^2} = \sqrt{74.9} = 8.66\text{A}$$

d. 7 次谐波的幅值 $=10.3\sqrt{2}=14.6\text{A}$ ◀

30.4 谐波和电路

了解谐波如何影响电路是很重要的。在由电阻、电感、电容、变压器组成的线性电路中，谐波行为相互独立。基波和谐波相互不影响。为了求解这种电路中的某一特定谐波，其他谐波和基波电压源都用短路来代替。那么支路电流的有效值就等于基波电流有效值和各自的谐波电流有效值的代数和。

例 30-4 图 30-5 所示的畸变电压源由 100V、60Hz 的基波和 51V、300Hz 的 5 次谐波组成[⊖]。电压源与 24Ω 的电阻和 18.6mH 的电感串联。后者在 60Hz 下的电抗为：

$$X_{60} = 2\pi fL = 2\pi \times 60 \times 0.0186 = 7\Omega$$

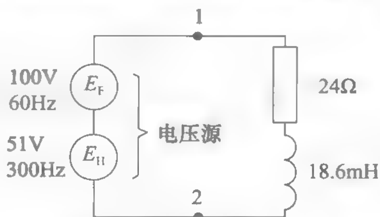


图 30-5 作用在 RL 电路上的扰动电压

300Hz 下的电抗为 60Hz 下电抗的 5 倍：$X_{300}=5\times7=35\Omega$

由于基波和 5 次谐波相互独立，我们可以把电路分开，从而计算各自的电流和功率。当电压源被忽略时，就可直接用短路来代替。由图 30-6，60Hz 的电路阻抗为：

$$Z_{60} = \sqrt{24^2 + 7^2} = 25\Omega$$

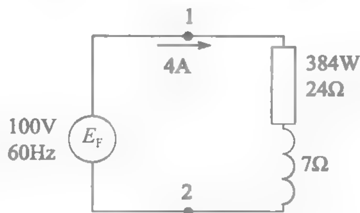


图 30-6 基波电流分量和阻抗

基波电流为：

$$I_{60} = \frac{E_{60}}{Z_{60}} = \frac{100}{25} = 4\text{A}$$

电阻中损耗的有功功率为：

$$P_{60} = I_{60}^2 R = 4^2 \times 24 = 384\text{W}$$

电抗吸收的无功功率为：

$$Q_{60} = I_{60}^2 X_{60} = 4^2 \times 7 = 112\text{var}$$

60Hz 时的视在功率为：

$$S_{60} = E_{60} I_{60} = 100 \times 4 = 400\text{VA}$$

60Hz 时的功率因数为：

$$PF_{60} = \frac{P_{60}}{S_{60}} = \frac{384}{400} = 0.96 \text{ 或 } 96\%$$

基波电流滞后基波电压的角度为：

$$\theta_{60} = \arccos 0.96 = 16.3°$$

（在以上计算中，300Hz 的电源被短路）

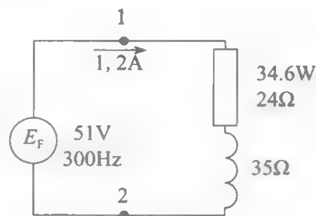


图 30-7 5 次谐波电流和阻抗

⊖ 相反，缺少信息时，电压和电流都为方均根值。

让我们继续考虑图 30-7 所示电路的 5 次谐波。将 60Hz 电压源短路，我们得到以下的结果：

300Hz 时的电路阻抗为

$$Z_{300}=\sqrt{24^2+35^2}=42.4\Omega$$

5 次谐波电流

$$I_{300}=\frac{E_{300}}{Z_{300}}=\frac{51}{42.4}=1.2\text{A}$$

电阻中损耗的有功谐波功率为

$$P_{300}=I_{300}^2R=1.2^2\times24=34.6\text{W}$$

谐波电压和电流的无功功率和视在功率没有对应定义，所以我们只考虑有功谐波功率。

谐波电流滞后谐波电压的相角为

$$\theta_{300}=\arctan\frac{X_{300}}{R}=\arctan\frac{35}{24}=55.6°$$

现在我们可以结合电流与电压的基波和谐波分量：

电路中总的有效电流 $I=\sqrt{I_{60}^2+I_{300}^2}=\sqrt{4^2+1.2^2}=4.18\text{A}$

60Hz 电阻上的电压 $E_{R60}=RI_{60}=24\times4=96\text{V}$

300Hz 电阻上的电压 $E_{R300}=RI_{300}=24\times1.2=28.8\text{V}$

电阻上总的有效电压为 $E_R=\sqrt{E_{R60}^2+E_{R300}^2}=\sqrt{96^2+28.8^2}=100.2\text{V}$

总的有效电压源为 $E=\sqrt{E_{60}^2+E_{300}^2}=\sqrt{100^2+51^2}=112.2\text{V}$

4.18A 电流和 112.2V 电压可以从如图 30-8 所示的有效值测量仪器中读取到。

电阻上总的损耗功率为

$$P_{total}=P_{60}+P_{300}=384+34.6=418.6\text{W}$$

这也是电源提供的总有功功率，它能直观地反映电源是否接入电路。

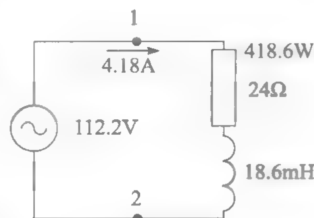


图 30-8 基波和谐波分量的有效电压和电流

30.5 基波功率因数和总功率因数

7.9 节已讨论过功率因数的概念。当有畸变电压和电流时，我们必须增大功率因数。当时用到的术语就是基波功率因数和总功率因数。

在单相电路中，总的视在功率等于电压有效值和电流有效值的乘积。在例子 30.4（见图 30-8）中，我们得到

$$S_{总}=E_{源侧RMS}\times I_{源侧RMS}=112.2\times4.18=469\text{VA}$$

总功率因数等于总有功功率除以总视在功率

$$\boxed{PF_{总}=\frac{P_{总}}{S_{总}}} \tag{30.6}$$

本例中总的有功功率为 418.6W，所以得

$$PF_{总}=\frac{P_{总}}{S_{总}}=\frac{418.6\text{W}}{469\text{VA}}=0.893 \text{ 或 } 89.3\%$$

传统功率因数等于基波电压和基波电流夹角的余弦值。当谐波出现时，功率因数叫做基波功率因数

$$\boxed{PF_{基波}=\cos\phi} \tag{30.7}$$

在例 30.4（见图 30-6）中，基波功率因数等于 cos 16.3°=0.96 或 96%。若没有谐波，基

波功率因数、总功率因数以及传统功率因数是相等的。

30.6 非线性负荷

考虑正弦电压 E（见图 30-9）与非线性负荷相连。这个负荷可能是饱和电抗、整流器或者是一系列周期性投切的机械开关。

由于负荷是非线性的，因此电流将不会是正弦波。它将包含基波分量 I_F 和谐波分量 I_H。基波分量由正弦电压 E 产生，而谐波分量由负荷产生。谐波电流同时流过负荷和正弦电压源 E。

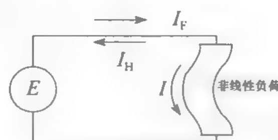
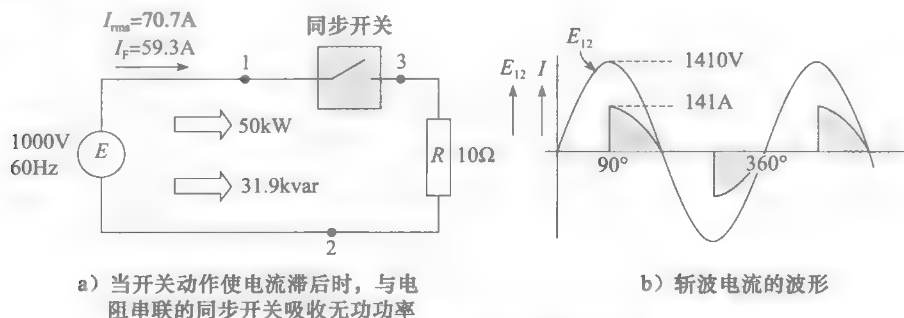


图 30-9 正弦电压源接上非线性负荷，产生基波电流 I_F，负荷产生谐波电流 I_H

电流的基波分量可以滞后、超前或者和电压 E 同相。因此，我们可以用传统的有功和无功功率来描述该非线性负荷。无论怎样，基波电压和任何谐波电流的乘积为零，即产生的功率为零。

30.7 谐波的产生

需要注意谐波的产生过程。考虑图 30-10a 所示的电路，电路由 1000V、60Hz 的正弦电压与一个 10Ω 的电阻和开关串联而成。开关的开/关频率为 60Hz，与系统频率同步。图 30-10b 表示开关在每半个周期内的后一半时间是关闭的。我们假设开关是理想的，没有损耗，也不会产生电火花。



a）当开关动作使电流滞后时，与电阻串联的同步开关吸收无功功率

b）斩波电流的波形

图 30-10 有同步开关的电路及其电流

如果开关总是闭合状态，流过电阻的电压将会是正弦波，电流等于 1000V/10Ω＝100A。产生的热损耗为 $P=I^2R=100^2\times10=100\text{kW}$。

但是因为开关有一半时间是断开状态，功率损耗将是 100kW 的一半，也就是 50kW。斩波正弦电流的有效值将为 70.7A，因为 $P=I^2R=(70.7\text{A})^2\times10\Omega=50\text{kW}$。

同步开关不会产生热，因为当开关断开时电流为零，而当开关闭合时电压是零。因此，开关不会吸收有功功率。

如果我们把斩波电流分解成基波和谐波分量，可以发现它包含了 60Hz 基波分量，大小为 59.3A，相角滞后电压 32.5°（见图 30-11）。那么，基波电流峰值为 $59.3\sqrt{2}=84\text{A}$，基波功率因数为 $\cos 32.5°=0.843$。得到以下的结果：

$$\text{电源提供的基波视在功率为 } S = EI = 1000\text{V}\times 59.3\text{A} = 59.3\text{kVA}$$

$$\text{电源提供的有功基波功率为 } P = S\times PF = 59.3\times 0.843 = 50\text{kW}$$

$$\text{电源提供的无功基波功率为 } Q = \sqrt{S^2-P^2} = \sqrt{59.3^2-50^2} = 31.9\text{kvar}$$

可见，虽然没有磁场，但同步开关和电阻组成的负荷仍要吸收无功功率。因为电阻不能吸

收无功功率，因此无功功率显然被同步开关吸收了，这个结论非常重要。

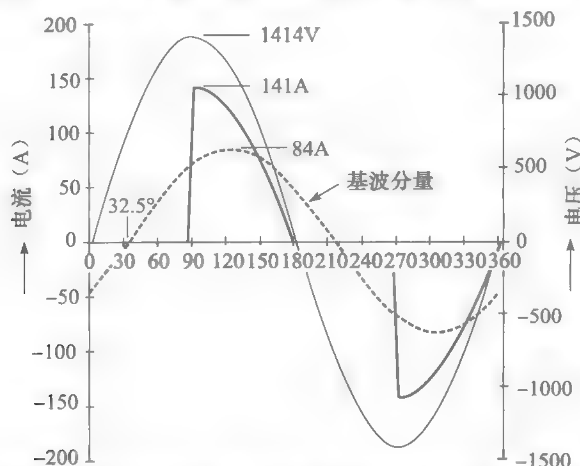


图 30-11 斩波电流包含幅值为 84A、频率为 60Hz 基波分量，相角滞后电压源 32.5°

10Ω 电阻吸收的基波有功功率

$$P = I^2R = 59.3^2 \times 10\Omega = 35.2\text{kW}$$

电压源传输 50kW 的基波有功功率，电阻只能吸收 35.2kW，剩下的有功功率被同步开关吸收：

$$P_{switch} = (50 - 35.2) = 14.8\text{kW}$$

由于电压源输送的无功功率为 31.9kvar，而电阻不吸收无功功率，所以开关吸收的无功功率为：

$$Q_{switch} = 31.9\text{kvar}$$

我们已经知道开关要吸收 14.8kW 的基波有功功率。但是如果它吸收 14.8kW，那么它必须输出等量的功率，否则开关将会迅速变热。但是理想开关是不会变热的，那基波有功功率到哪去了？

答案是基波有功功率立刻转换成等幅值的谐波功率。也就是说，开关产生的 14.8kW 谐波功率 P_H 也由 10Ω 的电阻吸收了。

图 30-12 所示为基波和谐波功率的流动。35.2kW 的基波功率与 14.8kW 的谐波功率之和等于电阻损耗的 50kW 功率。

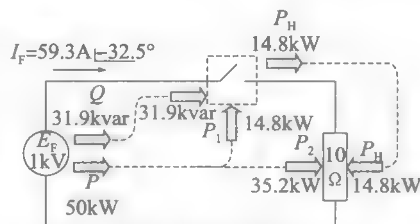


图 30-12 电路展示了有功功率、无功功率及谐波有功功率 P_H 的流向

开关在这里的功能类似于频率转换器。它可以把 60Hz 基波有功功率分解成一系列谐波功率。可以得到，这一系列谐波由从 3 次谐波 $f_H = 3 \times 60\text{Hz} = 180\text{Hz}$ 开始的全部奇次谐波分量组成。

因为我们已知开关输送 59.3A 的基波电流，并吸收有功功率 $P_{switch} = 14.8\text{kW}$ 和无功功率 $Q_{switch} = 31.9\text{kvar}$，因此我们可以用电阻 R_i 串联电抗 X_i（见图 30-13a）来表示开关。分别为

$$R_i = P/I^2 = 14.8 \times 1000/59.3^2 = 4.21\Omega$$

$$X_i = Q/I^2 = 31.9 \times 1000/59.3^2 = 9.07\Omega$$

考虑 60Hz 的基波分量后，图 30-13a 就对该开关电路进行了完美的诠释。但是，“电阻” R_i 仅仅是模拟吸收的基波有功功率，这个功率将立即转换为谐波功率。

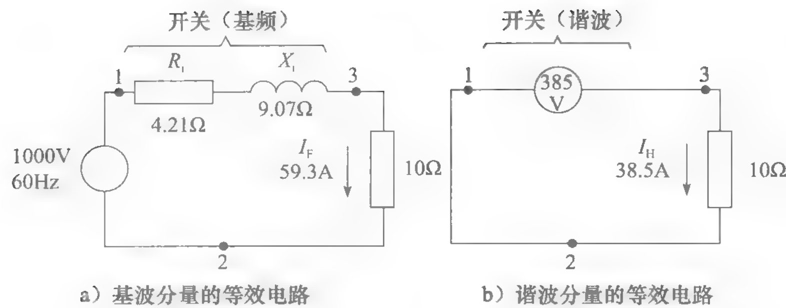


图 30-13 等效电路

电路中电流的有效值为 70.7A，基波分量为 59.3A。那么可得总谐波电流的有效值为

$$I_H = \sqrt{I^2 - I_F^2} = \sqrt{70.7^2 - 59.3^2} = 38.5\text{A}$$

10Ω 电阻上的谐波电压是 $E=IR=38.5\text{A}\times10\Omega=385\text{V}$。因此，如果考虑谐波，同步开关就可以认为是一个 385V 的畸变电压源（见图 30-13b）。这个电源的谐波功率由通过开关的 60Hz 基波功率转换而来，大小为 385V×38.5A=14.8kW。

30.8 功率因数校正

考虑到同步开关吸收了 31.9kvar 的无功功率，我们可以假设由一个电容提供这些无功功率。如图所示将一个容量为 31.9kvar 的电容并联到电压源上（见图 30-14），电容上将流过 31.9kvar/1000V=31.9A 的电流。因此电压源将只需要提供 50kW 的有功功率，这意味着 50A 的基波电流将与 1000V 的电压源同相。

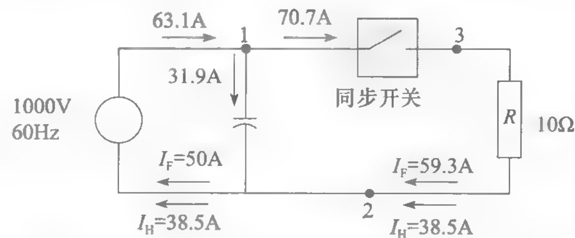


图 30-14 电容可以提供同步开关要吸收的无功功率

电容的存在不会影响到节点 1、2 之间的电压。所以，流过开关和 10Ω 电阻的斩波电流保持不变。但是，38.5A 的谐波分量将流过 1000V 的电压源，因此对谐波分量而言，该电压源相当于短路。所以，安装了电容后，流入电源的电流有效值为 $I=\sqrt{50^2+38.5^2}=63.1\text{A}$。

电容的增加使 1000V 电压源的电流从 70.7A 减小到 63.1A（见图 30-14）。电源中的电流等于流过电阻和开关的斩波电流与电容上的正弦电流之和（见图 30-15）。电容上正弦电流的峰值为 $31.9\sqrt{2}=45\text{A}$。

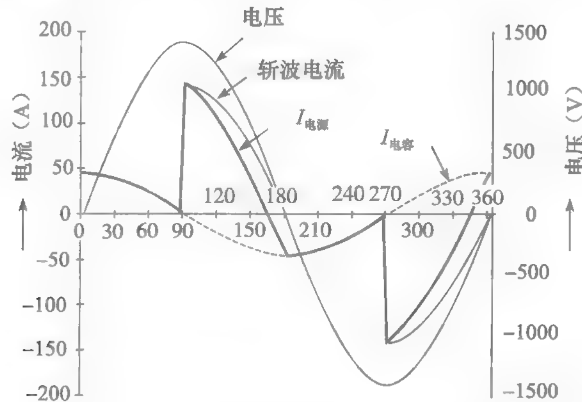


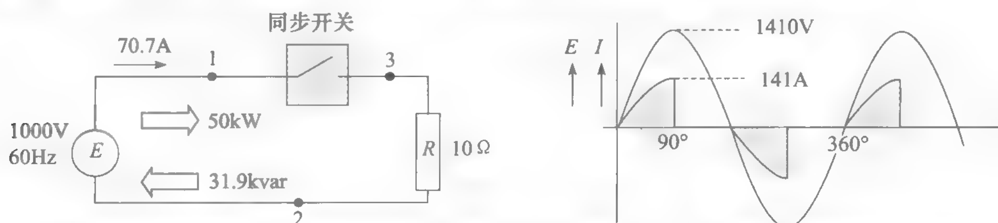
图 30-15 安装电容（见图 30-14）后，流过 1000V 电源的电流波形

上述例子说明了谐波的特性和来源。它也说明了非线性电路中的无功功率的来源。这使得我们对换流器和其他非线性设备产生的谐波有了更好的理解。

30.9 无功功率的产生

上一节我们已经了解到非线性负荷可以吸收无功功率。非线性负荷也可以产生无功功率，这取决于基波电压和基波电流的关系。

考虑图 30-16 所示电路。它和图 30-10 基本一样，不同的是同步开关在每半周期的前一半时间是闭合的。电路中的电流基波分量仍是 59.3A，但相角由原来的落后 32.5°变为超前电压源 32.5°（见图 30-17）。所以，1000V 电压源仍然输送 50kW 的有功功率，但是吸收了 31.9kvar 的无功功率。这些无功功率只能来自于开关，因为线性电阻是不会提供无功功率的。



a）当开关动作使电流超前时，与电阻串联的同步开关产生无功功率　　b）电路中的电流波形

图 30-16 有同步开关的电路及其电流

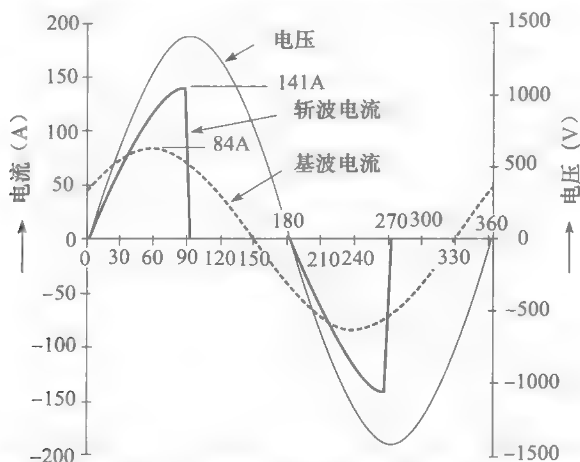
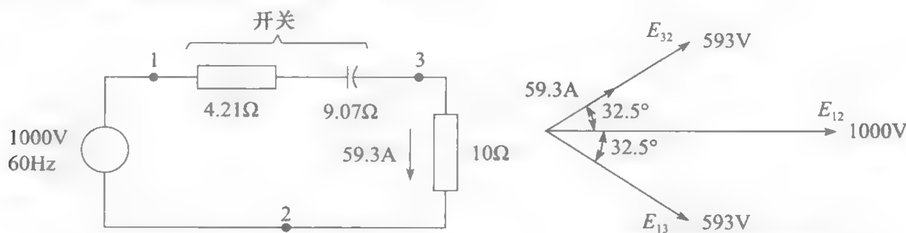


图 30-17 斩波电流包含峰值为 84A、频率为 60Hz 基波分量，电流相角超前电压相角 32.5°

若只考虑基波分量，图 30-16 所示电路可以用图 30-18a 所示电路来表示。开关可以用电阻和电容的串联电路表示，尽管电容不会产生任何磁场。在图 30-13a 中，4.21Ω 的电阻代表了吸收 14.8kW 基波功率的元件，这个基波功率会立刻转换为谐波功率。在图 30-18b 中，我们给出了基波电压和电流的相量图。



a）图30-16所示的基波分量的等效电路　　b）基波电压和电流的相量图

图 30-18

因为诸如同步开关的非线性设备可以吸收或输出无功功率，这就产生了很多可能性。这些由开关等效来的虚构电容和电感与实际的电容和电感相比小得多，而且只储存很少的能量（几焦耳）。由于储存的能量小，因此无功功率几乎可以瞬间改变。在第 29 章 29.3 节学过的静态无功补偿器就是一个采用电子开关产生和吸收无功功率的实际例子。

谐波的影响

现在我们知道了谐波的特性，接下来我们通过一些实际例子来说明谐波对电力设备的影响。

30.10 电容中的谐波电流

当电容携带畸变电流时，电容上压降和电流的波形是不同的。因为电容的电抗值在基频和高频时是不同的。谐波还会影响用于分离电板的电介质的损耗。近似计算中，电容的损耗被认为与频率和电容两端电压的平方成正比。

例 30-5 442μF 的电容在 600V、60Hz 额定正弦电压下运行时会有 20W 的损耗。电容安装在一个电流由 100A、60Hz 的基波和 80A、300Hz 的谐波组成的工厂里。其中，谐波电流相角超前基波电流相角 25°。因为峰值是有效值的$\sqrt{2}$倍，所以畸变电流可以表示为：

$$I = 100\sqrt{2}\sin\theta + 80\sqrt{2}\sin(5\theta + 25°)$$

我们希望计算：

a. 电容电流的有效值和 THD 值；

b. 电容上电压的有效值和 THD 值；

c. 损耗的近似值。

解 a. 畸变电流：$I=\sqrt{100^2+80^2}=128\text{A}$

$$\text{THD} = I_H/I_F = 80\text{A}/100\text{A} = 80\%$$

b. 60Hz 时的电容电抗为 $X_{60}=1/2\pi fC=10^6/(2\pi\times60\times442)=6\Omega$

300Hz 时电抗为 $X_{300}=$（60Hz/300Hz）$\times6\Omega=1.2\Omega$

电容上的基波电压 $E_F=IX_{60}=100\times6=600\text{V}$

电容上的谐波电压 $E_H=IX_{300}=80\times1.2=96\text{V}$

电容上的总有效电压 $E=\sqrt{E_H^2+E_F^2}=\sqrt{600^2+96^2}=608\text{V}$

电压 THD 为 $\text{THD}=E_H/E_F=96/600=16\%$

电压 THD 为 16%，远远小于电流 THD（80%）。

终端电压 E 的等式可由电流 I 推论出来。由于基波和谐波电压分别落后相应的电流 90°，因此：

$$E = 600\sqrt{2}\sin(\theta - 90°) + 96\sqrt{2}\sin(5\theta + 25° - 90°)$$

即

$$E = 600\sqrt{2}\sin(\theta - 90°) + 96\sqrt{2}\sin(5\theta - 65°)$$

从图 30-19 的电容电流和电压的波形可以看到，电压的畸变要小于电流的畸变，这是因为频率为 60Hz 时的电抗是 300Hz 下电抗的 5 倍。

c. 已知谐波和基波电压可以分开分析，因此可以分别估计各自的损耗。前面已经提到，电容在 600V、60Hz 工作时的损耗为 20W。

5 次谐波下的损耗可以通过 60Hz 时的损耗进行计算。我们假设损耗跟频率和电压的平方成正比。所以在 96V、300Hz 下的损耗为：

$$P_{300Hz}=20W\times\frac{300Hz}{60Hz}\times\left(\frac{96V}{600V}\right)^2=2.6W$$

总的损耗为 20W+2.6W=22.6W。因为谐波电流的存在，损耗增加了 13%。◀

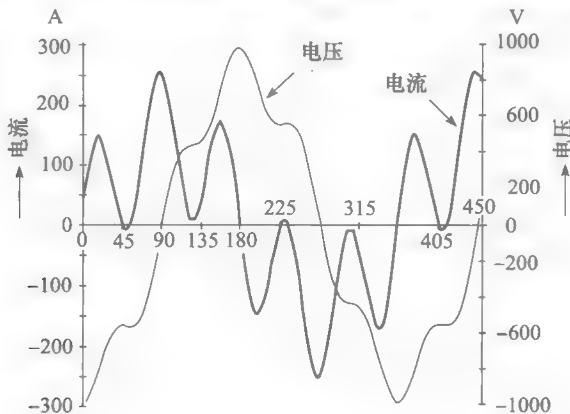


图 30-19　例 30-5 中电容的畸变电流和电压

30.11　导体中的谐波电流

当导体中流过谐波电流时，导体的损耗和温度都会上升。

例 30-6 No.4 的 AWG 电缆长度为 75m，当它输送 60Hz、100A 电流时，对应的电阻为 25.7mΩ。该电阻在 25℃的环境下温度为 70℃。

在安装了电力电子驱动模块后，电缆中出现 50A、420Hz 的 7 次谐波电流。计算电缆中新的损耗以及温度大致升高了多少。

解　a. 100A 电流的初始损耗 $P_F=I_F^2R=100^2\times0.0257=257W$

假设当电缆输送额外的谐波电流时，它的电阻保持不变，由谐波分量引起的损耗为 $P_H=I_H^2R=50^2\times0.0257=64W$

因此，新的损耗为 257+64=321W，和 257W 相比增加了 25%。所以，温度也会上升 25%。前面上升温度为 (70−25)=45℃，那么新的上升温度为 1.25×45℃=56℃，所以电缆温度将会增加到 (25℃+56℃)=81℃。◀

30.12　线圈中的畸变电压和磁通量

在 9.2 节中，我们知道线圈中的磁通量峰值 ϕ 为：

$$\phi_{max}=\frac{E}{4.44fN}$$

式中，E 为正弦电压有效值，f 为频率，N 为线圈的匝数。下面我们结合例子来说明畸变电压对线圈的影响。

例 30-7 畸变电压接在匝数为 1200 的线圈上。电压由 150V、60Hz 的基波分量和 120V、180Hz 的 3 次谐波组成。谐波相角滞后基波相角 135°。电压可分别表示为：

$$\text{基波电压 } E_F=150\sqrt{2}\sin\theta=212\sin\theta$$

$$\text{谐波电压 } E_H=120\sqrt{2}\sin(3\theta-135°)=170\sin(3\theta-135°)$$

我们希望计算

a. 畸变电压的波形和有效值；

b. 磁通量的波形和峰值。

解 a. 畸变电压波形如图 30-20a 所示。它的有效值为 $E=\sqrt{150^2+120^2}=192\text{V}$。正如前面的例题所述，基波和谐波电压相互独立。因此，我们可以分别计算它们各自产生的磁通。用式（9.2），基波磁通的峰值为：

$$\phi_{60\max}=\frac{E}{4.44fN}=\frac{150}{4.44\times60\times1200}=469\mu\text{Wb}$$

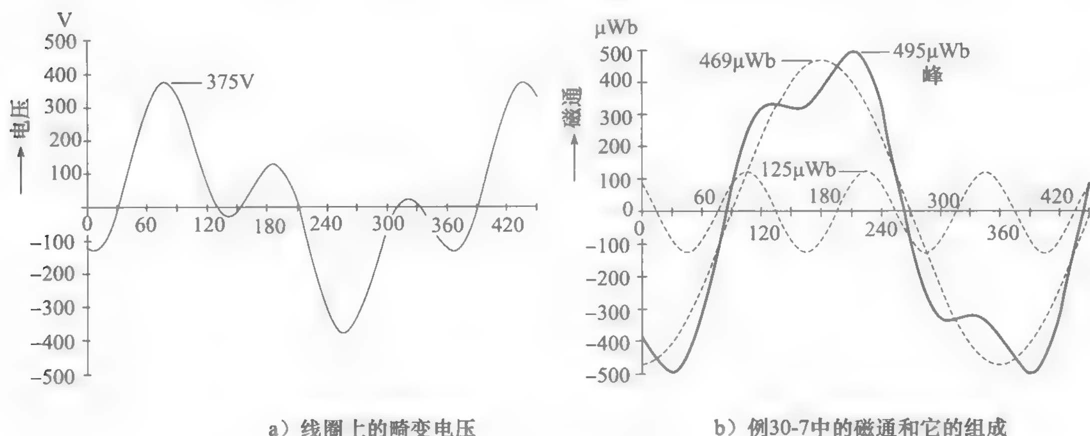


图 30-20 线圈上的畸变电压及磁通

磁通为正弦，但相角滞后电压 90°（见图 9-1）。因此基波磁通为

$$\phi_F=469\sin(\theta-90^\circ)$$

用同样的方法，磁通 3 次谐波的峰值为：

$$\phi_{180\max}=\frac{E}{4.44fN}=\frac{120}{4.44\times180\times1200}=125\mu\text{Wb}$$

磁通的 3 次谐波相角也滞后谐波电压 90°，因此：

$$\phi_H=125\sin(3\theta-135^\circ-90^\circ)=125\sin(3\theta-225^\circ)$$

线圈中的总磁通等于这两个磁通的瞬时值之和（见图 30-20b）。它的峰值为 495μWb。注意它的波形和电压波形完全不同。

其次，磁通的畸变要小一点。原因是对于给定的电压，磁通的幅值和频率成反比。

如果线圈包含了铁心，铁心会因磁滞和涡流而变热。参考铁质材料的损耗曲线，可以近似认为总的铁耗等于基波和谐波损耗之和。◀

30.13 三相四线配电系统中的谐波电流

商业和工业中的照明一般采用荧光灯和卤素灯，这些设备连接在三相四线系统的输电线与中性线之间。计算机和其他单相电子设备也采用这种连接方式。但问题是这些设备中经常流过包含了大量 3 次谐波的非线性电流。当三相负荷平衡时，基波分量会在中性线中被抵消，因为它们的总相量是零（见第 8 章 8.8）。除了三的倍数次谐波之外的其他谐波也在中性线中被抵消。但是，3 次、9 次、15 次等谐波会造成中性线上电流的增大。这些 3 的倍数次分量在中性线上的值是它们在线路上的值的 3 倍。

图 30-21 所示为三相四线照明系统中某一相上流过的电流波形。电灯连接在 347V/600V 系统的线路和中线之间。其他两根线上的电流也有相同的波形，但相角相差 120°。

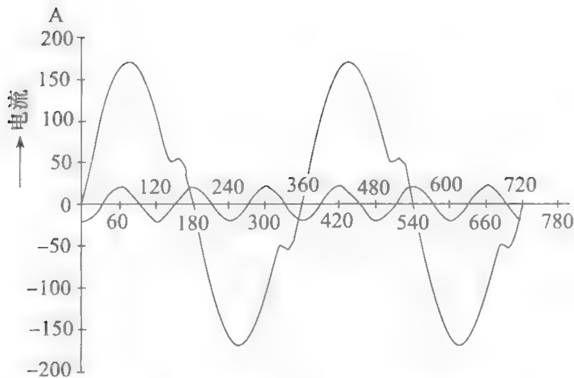


图 30-21　在三相四线系统一条输电线上的113A畸变电流和15A的3次谐波分量

线路电流大小为113A，中线的电流大小为45A。在分析线路电流波形后，得到以下分量：

基波（60Hz）：112A

3次谐波：15A

5次谐波：6.6A

7次谐波：2.4A

这个结果再次证实了中性线上的3次电流（45A）是线路上电流的三倍（15A）。

为什么3次谐波的线路电流会在中性线上被叠加呢？图30-21所示为一条线路电流和3次谐波分量的波形。比较谐波和畸变波形，可以看到谐波每隔120°是重复的。由于畸变电流周期也为120°，所以3次谐波电流在三条线路上都是同相的。所以3次谐波在中线上被叠加了。

在某些情况中，会有3次谐波太大导致中性线过热的现象发生，所以需要一些特别的方法来减小电流。其中有一种阻断3次谐波的方法就是在电源和负荷之间插入△-Y型变压器。在这种情况下，由于没有中性线形成回路，一次侧的3次谐波（△接法）不能在线路中流动。但3次谐波电流将会继续在Y型和△型联结的绕组中流动。实际上，考虑3次谐波时，变压器相当于滤波器。但二次侧的其他谐波电流（5次、7次等）将仍会在一次侧中流动。

30.14　谐波和谐振

非线性负荷（如电子开关）产生的谐波可能造成谐振。下面我们通过一个工业应用的例子来进行简要的介绍。

例30-8　图30-22是由60Hz中压线路供电的工厂，电压为E_S，线路的阻抗为X_S。

馈线与匝数比为a∶1的降压变压器T相连。变压器总漏电抗X_T是折算到二次侧的值。工厂装有一个可变电容器组X_C，以确保功率因数在一个可接受的水平。X_C对应60Hz时的电抗。工厂也包含了一些产生谐波电流I_H的非线性负荷。

把所有一次侧参数都折算到变压器的二次侧，我们得到图30-23所示的等效电路。阻抗折算的步骤详见9.10节。结合X_T和X_S/a^2，可得60Hz下的感抗X_L。

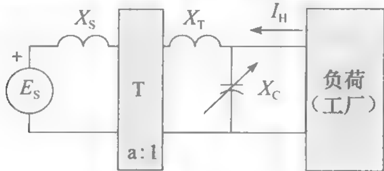


图30-22　中压电压源和变压器，连接到包含非线性负荷的工厂中

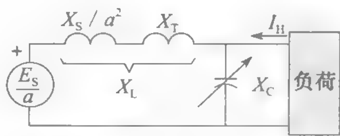


图30-23　将图30-22电路中电抗折算到变压器二次侧的等效电路

三相馈线的导纳

三相馈线的阻抗通常用短路容量（短路 MVA）进行求解。公式如下：

$$S_{SC} = \frac{E_S^2}{X_S} \tag{30.8a}$$

或

$$X_S = \frac{E_S^2}{X_{SC}} \tag{30.8b}$$

式中，S_{SC}为馈线的短路容量［MVA］，E_S 为馈线的线电压；X_S 为馈线的单相阻抗。

阻抗是纯感性的。例如，一个短路容量为 52MVA 的三相、25kV 馈线的阻抗为：

$$X_S = \frac{E_S^2}{S_{SC}} = \frac{25^2}{52} = 12\Omega$$

从谐波电流 I_H 可以看到怎样的电路性质？首先，基波电压 E_S/a 变成一个简单的短路（见图 30-24）。

谐波电感电抗 X_{LH}的值和 h 次谐波频率成正比增大，所以我们可以写成 $X_{LH}=hX_L$。

从另一方面来看，电容的谐波电抗 X_{CH} 与频率成反比减小，$X_{CH}=X_C/h$。

X_{LH} 与 X_{CH} 并联，因为后者是可变的，而且谐波频率可以有很多不同的值，那么至少会有一个谐波使得电路出现并联谐振。谐振出现的条件是：$X_{CH}=X_{LH}$，就算偏谐振（X_{LH} 约等于 X_{CH}）也会有很严重的影响。

在谐振条件下，电容电流 I_C 以及变压器二次侧电流 I_L 会比谐波电流 I_H 大好几倍。因此，变压器的一次和二次绕组，以及电容器都面临过热的风险。

此外，在谐振时，并联阻抗非常高。所以，谐波电压 E_H（见图 30-24）可能很大，因为它等于谐波电流 I_H 乘上并联阻抗。大的谐波电压会使整个工厂的电压发生畸变。

流过变压器二次侧的谐波电流 I_L 会影响一次侧，然后通过一次侧影响输电线和电网（见图 30-25）。电力公司是不能接受这种情况的。首先，谐波会增加输电线路的损耗，降低输电线输电能力；其次，谐波可能会产生电话干扰；最后，谐波可能会干扰连接到同一馈线的其他用户的敏感电力电子设备。

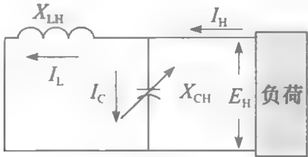


图 30-24 谐波电流电路

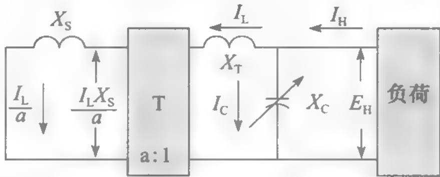


图 30-25 变压器一次侧和二次侧的谐波电压和电流

为了了解谐振的严重性，表 30-1 列出了几个邻近谐振的 X_{CH}/X_{LH} 值，同时列出了对应的 I_C/I_H 和 I_L/I_H。可见，偏谐振时产生的 I_C 电流会是谐波电流 I_H 的很多倍。例如，当 $X_{CH}/X_{LH}=0.9$ 时，电容电流 I_C 是 I_H 的 10 倍，变压器中的电流是 I_H 的 9 倍。所以，放大效应意味着如果是 30A 的谐波电流，将会产生 300A 的电容电流和 270A 的变压器电流。这可不是一件小事。 ◀

表 30-1 电流 I_H 的放大率

X_{CH}/X_{LH}	I_C/I_H	I_L/I_H
0.7	3.33	2.33
0.8	5	4

（续）

X_{CH}/X_{LH}	I_C/I_H	I_L/I_H
0.9	10	9
0.95	20	19
1	>20	>20
1.05	20	21
1.1	10	11
1.2	5	6
1.3	3.33	4.33

例 30-9 展示了工业中谐振的严重性。它代表了成千上万种包含电力电子驱动装置或非线性负荷的设备可能面对的潜在危险。

例 30-9 一个建于 1980 年初的工厂，接有一个 1000kVA、25kV/600V 的变压器，变压器阻抗为 6.5%。为了保持功率因数在 95%以上，在配电入口处安装了 4 个三相、容量为 60kvar 并且可以自动投切的电容。

1995 年，在安装了几个电力电子设备后，保护电容器的熔丝时常被烧断。此外，三相电压有时也会畸变。当功率因数为 80%、负荷为 600kVA 时，电压畸变尤为明显。发生畸变后，4 个电容全部合闸，用于将工厂的功率因数提高到 95%。但电容器电流时常高于正常情况。

分析该案例可得到以下信息（见图 30-26）：

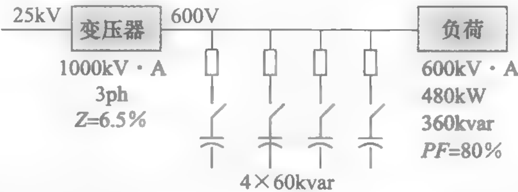


图 30-26　例 30-9 中带有功率因数校正电容器的工厂单相图

1. 电容数：4
2. 每个三相电容的额定容量：60kvar
3. 每相电容的电容值：442μF
4. 相电压（测量）：360V
5. 负荷总的视在功率：600kV · A
6. 负荷总的有功功率：480kW
7. 负荷总的无功功率：360kvar
8. 负荷产生的谐波电流 I_H：
   3 次谐波：可忽略
   5 次谐波：90A
   7 次谐波：60A
   11 次谐波：25A
9. 向工厂供电的三相、25kV 输电线路的短路容量：140MVA

基频电路的分析

在考虑谐波前，首先对 60Hz 下的工厂进行相关计算。图 30-27 所示为单相（输电线与中线）的负荷。

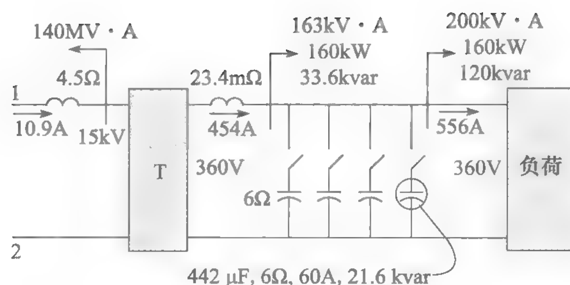


图 30-27 基波分量的等效电路

10. 负荷视在功率：600/3=200kVA
11. 负荷有功功率：480/3=160kVA
12. 负荷无功功率：360/3=120kvar
13. 一个电容的容抗：

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{10^6}{2\pi \times 60 \times 442} = 6\Omega$$

14. 四个电容的容抗：6Ω/4=1.5Ω
15. 四个电容产生的无功功率：$Q_C = \frac{E^2}{X_C} = \frac{360^2}{1.5} = 86.4\text{kvar}$
16. 变压器提供的无功功率：$Q_T = 120\text{kvar} - 86.4\text{kvar} = 33.6\text{kvar}$
17. 变压器提供的有功功率：$P_T = 160\text{kW}$
18. 变压器的视在功率：$S_T = \sqrt{160^2 + 33.6^2} = 163\text{kVA}$
19. 变压器二次侧的基波电流：$I_T = S_T/E = 163\,000/360 = 454\text{A}$
20. 变压器一次侧的相电压：$E_{TP} = 360\text{V} \times (25\text{kV}/600\text{V}) = 15\text{kV}$
21. 变压器一次侧的基波电流：$I_{LF} = 454\text{A} \times (600\text{V}/25\,000\text{V}) = 10.9\text{A}$
22. 25kV 馈线的阻抗：

$$X_S = \frac{E_S^2}{S_{SC}} = \frac{25^2}{140} = 4.5\Omega$$

23. 馈线折算到变压器二次侧的阻抗：

$$\frac{X_S}{a^2} = 4.5\Omega(600/25\,000)^2 = 2.6\text{m}\Omega$$

24. 变压器折算到二次侧的阻抗（见 10.12 到 10.14 部分）：

$$X_T = 6.5\% \times Z_n = 6.5\% \times \frac{E_n^2}{S_n} = 6.5\% \times \frac{600^2}{1\,000\,000} = 0.0234\Omega = 23.4\text{m}\Omega$$

这个阻抗等于变压器的漏电抗。

60Hz 的分析到此为止（见图 30-27）。

下面来分析谐波的影响。

谐波电路的分析

25. 变压器的漏电感：

$$L_T = \frac{X_T}{2\pi f} = \frac{0.0234}{2\pi \times 60} = 62\mu\text{H}$$

26. 馈线的电感折算到变压器二次侧：

$$L_L = \frac{\frac{X_S}{a^2}}{2\pi f} = \frac{0.0026}{2\pi \times 60} = 7\mu\text{H}$$

27. 馈线电感与漏电感之和：

$$L_{total} = 62 + 7 = 69\mu H$$

如图30-28所示，69μH电感实际上是和电容并联的。它们的容量可以通过四步调节，每次变化442μH，从而从零变到1738μH。下面利用式30.9来计算每一步调节对应的谐振频率：

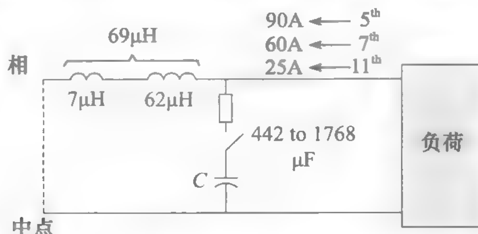


图30-28 谐波分量的等效电路

$$\boxed{f_{resonance} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} \tag{30.9}$$

式中，L为LC电路的电感［H］；C为LC电路的电容［F］。

当L=69μH和C=442μF，谐振频率是

$$f_{resonance} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{69\times10^{-6}\times442\times10^{-6}}} = 912\text{Hz}$$

所以电容C从884μF变到1326μF，再变到1768μF时，我们得到相应的谐振频率为644Hz、526Hz以及456Hz。

456Hz的谐振频率和7次谐波频率（420Hz）很接近。同样地，644Hz和11次谐波频率（660Hz）很接近，所以7次和11次谐波有潜在的危险。

假设4个电容均投入运行，如图30-29所示。那么7次谐波就带来问题了。在420Hz时，变压器和馈线的电感电抗为2π×420×69μH=182mΩ。在这个频率下，电容的容抗等于1/（2π×420×1768μF）=214mΩ。

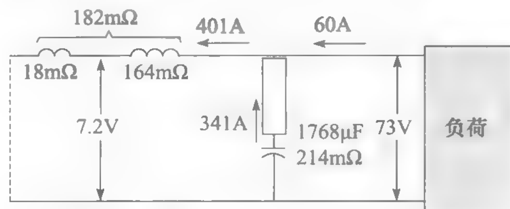


图30-29 7次谐波的等效电路。注意大电流将流过变压器和电容

两个电抗并联后的阻抗为

$$Z_{parallel} = \frac{182\times214}{214-182} = 1217\text{m}\Omega = 1.22\Omega$$

7次谐波电流的大小为60A，那么在电容和电感上会产生60A×1.22Ω=73V的电压。四个电容上的总谐波电流为73V/214mΩ=341A。另外，流过变压器二次侧的谐波电流为73V/182mΩ=401A。因此，60A谐波电流在电容器组和变压器中被放大（见图30-29）。

变压器二次绕组输送的总电流均方根值为：

$$I^2 = \sqrt{I_F^2 + I_H^2} = \sqrt{454^2 + 401^2} = 605\text{A}$$

它比负荷电流454A要高很多。一次绕组输送的电流也会成比例增大。下面，二次侧谐波电流401A涌入变压器一次侧，使一次侧谐波电流为：

$$401 \times (600\text{V}/25\,000\text{V}) = 9.6\text{A}$$

这个有害的谐波几乎和前面计算过的负荷电流 10.9A（见图 30-27）差不多大。

一次侧绕组以及 25kV 馈线中的电流有效值为 $I=\sqrt{10.9^2+9.6^2}=14.5\text{A}$。因此变压器的温度和损耗比没有谐波时大得多。

接下来看一下电容器，每个电容器上的电流为 341/4＝85A。这个电流甚至比额定基波电流 60A 还大。所以每个电容器上的总电流均方根值为 $\sqrt{85^2+60^2}=104\text{A}$。这样电容器将会过热。由于安装了 75A 的熔断器保护，熔丝会在一定时间后烧断。这是一个令人担忧的情况，特别是当谐波问题不是立即就表现出来的时候。

另外，电容上的 73V、420Hz 谐波电压将和工厂内 360V、60Hz 的相电压叠加，产生的相电压为 $\sqrt{360^2+73^2}=367\text{V}$。和正常的 360V 相比，增加不会很明显，普通电压表上的变化也不容易被察觉。但是，我们可以采用测量谐波的仪器得到电压 THD 值为 73V/360V＝20.3%。这个畸变将遍及整个工厂并影响敏感设备，如计算机和电子驱动器。

我们看到 25kV 馈线将会输送 9.8A、420Hz 的谐波电流，以及有效值为 10.9A、60Hz 的电流。电力公司不希望这样的情况发生，因为谐波会减小输电线路的负荷容量。另外，畸变会影响其他用户的电压质量。

注意到二次侧的 73V 畸变电压不会通过匝数比影响到一次侧。因为馈线 18mΩ 阻抗上的谐波电压降为：401×18mΩ＝7.2V（见图 30-29），折算到一次侧，可得谐波电压为 7.2V×(25000V/600V)＝300V。因为一次侧基频相电压为 $25\text{kV}/\sqrt{3}=14.4\text{kV}$，可见产生的畸变是相电压的 2%，这个结果是可以接受的。

刚才我们仅仅分析 7 次谐波的影响。完整的谐波研究需要分析所有谐波的影响。例如，两个电容器投入工作时，11 次谐波也会引发谐振问题。

在更复杂的情况下，计算机程序可以用来辨识可能出现的问题。例如，感应电动机可等效为连接在馈线和中线之间的感抗。由于一天中运行的电动机数量会发生变化，谐振的随机发生使问题更为复杂。因此，通常使用谐波滤波器为谐波电流提供一个特殊低阻抗通道。

实际上，抑制谐波可以考虑改变谐波的流通路径，使得谐波不会产生危害。在下面部分我们将简要地介绍滤波器的性质。 ◀

30.15 谐波滤波器

我们已经知道，当有谐波存在时，用于功率因数校正的电容器可能会引起谐振问题。在三相电路中，5 次谐波通常是被关注的最小谐波，因此，能产生谐振的最小谐波也是 5 次谐波。

消除谐振的一种方法是在每个电容 C 上串联电感 L，将 LC 电路调谐到 5 次谐波上发生谐振，在这个条件下，串联电路会给 5 次谐波电流提供低阻抗通道。所以，5 次谐波会流过 LC 电路而不是电路的其他部分。

对于高于 5 次的谐波，LC 电路总是感性的。因此就不会发生谐振。基于例 30-9，例 30-10 用来说明如何用滤波器消除谐振问题。

例 30-10 如图 30-30 所示在每个 442μF 的电容上串联电感（线圈）。它们的值计算如下：

1. 单个电容在 60Hz 时的电抗为 6Ω；所以，在 5 次谐波（300Hz）时的电抗为 6Ω/5＝1.2Ω。

2. 线圈在 300Hz 时的期望电抗＝1.2Ω。

3. 需要的电感：$L = X_L/2\pi f = 1.2/(2\pi \times 300) = 637\mu\text{H}$

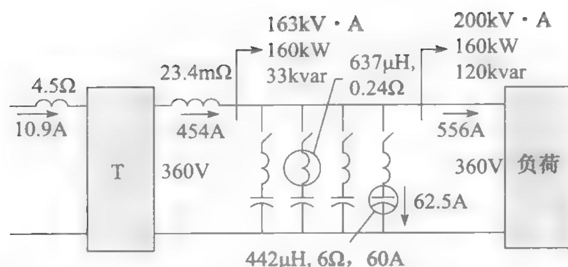


图 30-30 当调制线圈和电容串联时，基波分量的等效电路

安装这些电感线圈后，再来看系统流通 60Hz 电压和电流时的反应。

4. 频率为 60Hz 时，线圈的电抗：$X_{60}=2\pi fL=2\pi\times60\times637\times10^{-6}=0.24\Omega$

5. 串联 LC 电路在 60Hz 时的阻抗是 $6\Omega-0.24\Omega=5.76\Omega$。因此，流过每个电容的基波电流 $I=360\text{V}/5.76\Omega=62.5\text{A}$。电容上对应的线电压 $E_{60}=62.5\text{A}\times6\Omega\times\sqrt{3}=650\text{V}$。这个值大约比 600V 的额定电压高出 10%。

增加线圈不会明显影响变压器输送的功率。参考图 30-30，我们假设二次侧和图 30-27 相同，每相线路上继续输送 163kVA 的无功功率和 454A 的电流。但是，流过电容的基波电流和电容上的电压比原来要大。

随着 LC 滤波器的安装，负荷将产生新的谐波。

6. 考虑四个电容均投入工作时的 5 次谐波分量，我们得到图 30-31 所示的等效电路。因为在 300Hz 时 LC 谐振支路的阻抗为零，因此 90A 电流将全部流过 LC 分支。这使得变压器中 5 次谐波电流降为零。每个电容流过大小为 $90/4=22.5\text{A}$ 的 5 次谐波电流。电容上的谐波电压为：

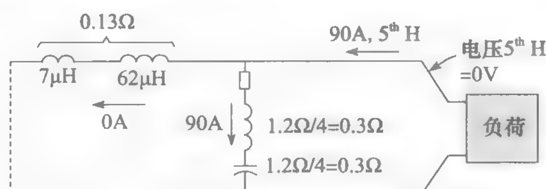


图 30-31 当线圈和电容串联时，5 次谐波分量的等效电路

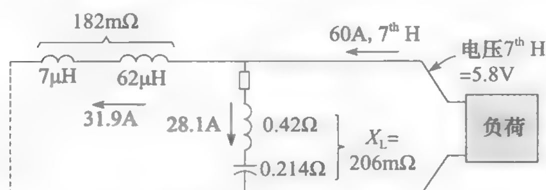


图 30-32 当线圈和电容串联时，7 次谐波分量的等效电路

$$E_{300}=90\text{A}\times0.3\Omega\times\sqrt{3}=46.8\text{V}$$

考虑 7 次谐波分量的等值电路如图 30-31 所示。线圈的阻抗为 $0.3\Omega\times(420\text{Hz}/300\text{Hz})=0.42\Omega$，电容的阻抗为 $0.3\Omega\times(300\text{Hz}/420\text{Hz})=0.214\Omega$。因此 LC 电路的 7 次谐波感抗为（见图 30-32）：

$$X_L=0.42-0.214=0.206\Omega=206\text{m}\Omega$$

8. 60A 的 7 次谐波电流流过 182mΩ 和 206mΩ 阻抗，那么电容组的电流为 $60\text{A}\times182/(182+206)=28.1\text{A}$。这和原来的 341A 相比有了大幅度的下降。变压器中的电流也出现情况相似，从 401A 掉到 31.9A（见图 30-29）。

在几千 kvar 的大电容器组中，有一些电容器组被调谐到 5 次谐波，另外一些会调到更高次如 7 次、11 次、13 次等。目的就是改变谐波流动的通道，使得电网和电力公司中的谐波最小。◀

30.16 供电网中的谐波

工厂产生的谐波可能会进入电网，并产生电压畸变，导致连在同一根馈线上的所有用户受到影响。为了了解这个问题，下面我们分析图 30-33a 所示的单线图。电力公司的电压源为 E_S，频率为 60Hz，通过阻抗为 X_S 的主线路向用户 A1、A2、A3、A4 供电。图 30-33b所示是三相电路的一相。线上的用户 A1 是一个大型制造工厂，基波电流为 I_1。由于 A_1 含非线性负荷，因此它会向配电系统注入谐波电流 I_H。流过其他用户的基波电流分别为 I_2、I_3、I_4，它们的谐波可以忽略不计。因此电线上总的基波电流为 $I_F = I_1 + I_2 + I_3 + I_4$，谐波电流为 I_H。

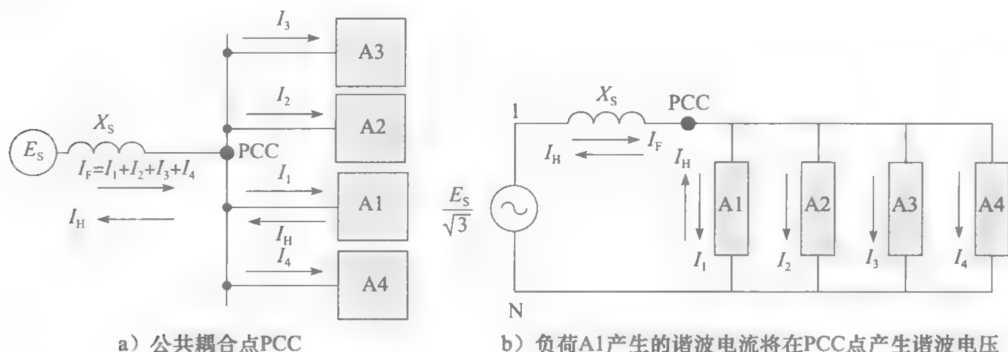
基波电流 I_F 在输电线上产生的压降为 $I_F X_S$。同样地，电流 I_H 产生的谐波电压降为

$$E_H = I_H h X_S$$

其中，h 是谐波的次数。比如当 I_H 是 7 次谐波时，$h=7$。

当 h 很大时，压降 E_H 会很大。由于电源电压 E_S 没有谐波，所以 E_H 必将出现在 PCC 上。因此工厂 A1 产生的谐波电流 I_H 会影响到所有连接到同一 PCC 上的用户的电压。

因此必须要限制流入电网的谐波电流的幅值。一般来说，电压 THD 在 PCC 处不能超过 3%[⊖]。



a）公共耦合点PCC　　b）负荷A1产生的谐波电流将在PCC点产生谐波电压

图 30-33 公共耦合点 PCC 及上面的谐波电压

例 30-11 如图 30-33a 所示，工厂 A1 从 25kV、60Hz 电网中吸收 4600kVA 的视在功率。工厂的非线性负荷产生 5 次、29 次谐波电流。和基波电流相比，5 次谐波的值为 0.12pu(12%)，29 次谐波的值为 0.024pu(2.4%)。PCC 点的短路容量为 97MVA。计算：

a. 电线电抗 X_S；

b. 5 次和 29 次谐波电流值；

c. PCC 处的谐波电压值；

d. PCC 点谐波电压相对于 25kV 馈线电压的比值；

e. PCC 处的 THD。

⊖ ANSI/EEE 标准第 519—1992 号文件"IEEE Recom mended Practices and Requirements for Harmonic control in Electrical Power Systems"对用户可以向系统注入的最大谐波电流提供了指导方针。这份 100 页的文件同时对配电系统中和谐波相关的问题进行了综述。

解 a. 考虑图 30-33，电线在 60Hz 时的电抗为：$X_S = \frac{E_S^2}{S_{SC}} = \frac{25^2}{97} = 6.44\Omega$

b. 工厂 A1 流过的基波电流：$I_1 = \frac{S}{E_S\sqrt{3}} = \frac{4600\times10^3}{25\ 000\sqrt{3}} = 106\text{A}$

5 次谐波电流：$I_5 = 0.12\times106 = 12.7\text{A}$

29 次谐波电流：$I_{29} = 0.024\times106 = 2.5\text{A}$

c. 5 次谐波线电压：

$$E_5 = I_5hX_S\sqrt{3} = 12.7\times5\times6.44\times\sqrt{3} = 708\text{V}$$

29 次谐波线电压：

$$E_{29} = I_{29}hX_S\sqrt{3} = 2.5\times29\times6.44\times\sqrt{3} = 809\text{V}$$

d. E_5 的相对值：$E_5(\text{pu}) = 708/25\ 000 = 0.028 = 2.8\%$

E_{29}的相对值：$E_{29}(\text{pu}) = 809/25\ 000 = 0.032 = 3.2\%$

注意到尽管 29 次谐波电流只是 5 次谐波电流的 1/5，但由 29 次谐波分量导致的畸变电压比由 5 次谐波带来的畸变大。

e. PCC 处的总谐波畸变率为：$\text{THD}=\sqrt{0.028^2+0.032^2}=0.043=4.3\%$，显然 THD 值过大。 ◀

30.17 变压器和 K 因数

在变压器中，绕组的漏磁通会影响一次绕组和二次绕组能量的传递。这些漏磁通会在铜（或铝）导体里产生一个微弱电压，并导致涡流。

这些涡流会在正常 I^2R 损耗上叠加额外的损耗。这些额外的损耗叫做杂散损耗。当绕组含畸变电流时，杂散损耗尤为严重。

畸变电流产生的谐波漏磁会加到基波漏磁上。当这些谐波磁通穿过铜导体时，它们会感应出谐波电压和谐波涡流。不幸的是，对于给定的磁通密度，h 次谐波漏磁感应电压是这些基波漏磁感应电压的 h 倍。相对应的谐波涡流也是基波的 h 倍。因为损耗与电流的平方成正比，所以杂散损耗也是与漏磁通密度的平方成正比增加。

假设 40A 的基波电流流过主绕组会产生 4W 的杂散损耗。那么，同样电流值的 7 次谐波电流将会产生杂散损耗 $7^2\times4\text{W}=196\text{W}$。显然，畸变电流会在绕组中产生大量杂散损耗，从而导致绕组温度上升。

图 30-34 显示了变压器绕组中一匝线圈的一部分。它输送的是 60Hz 无畸变电流 I_F。I_F 产生的部分漏磁通 ϕ_F 会穿过绕组，并产生涡流电流 i_{FS}。整个绕组上的涡流之和会产生基波频率杂散损耗。

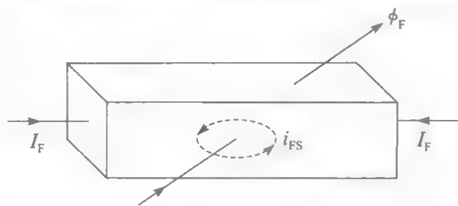


图 30-34 基波频率漏磁通在铜绕组上感应的涡流电流 i_{FS}

假设绕组的直流电阻是 $R_0\Omega$。电阻的焦耳效应损耗等于 $R_0I_F^2$。杂散损耗与 $R_0I_F^2$ 的比值用 g 表示。g 的值取决于变压器的型号，变化范围为 2%～15%。

因此，基波频率的总损耗 P_T 可以表示为：

$$\text{总损耗} = \text{焦耳效应损耗} + \text{杂散损耗}$$

$$P_T = P_J + P_K = R_0I_F^2 + gR_0I_F^2$$

所以

$$P_T = I_F^2(R_0 + gR_0) \tag{30.10}$$

例 30-12 电压器一次侧流过的无畸变电流 I_F 为 85A。绕组的直流电阻为 0.04Ω。杂散损耗是 I^2R 损耗的 9%。计算焦耳效应损耗、杂散损耗和总损耗。

解 焦耳效应损耗：$P_J=R_0I_F^2=0.04\times85^2=289\text{W}$

杂散损耗：$P_K=9\%\times289=26\text{W}$

总损耗：$P_T=289+26=315\text{W}$

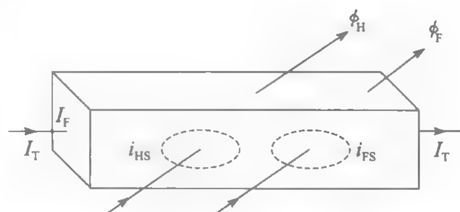


图 30-35 铜绕组中谐波漏磁通感应产生涡流 i_{HS}

图 30-35 所示的是同样的绕组中流过包含基波分量 I_F 和谐波分量 I_2，I_3，I_4，…，I_h 的畸变电流。畸变电流的有效值为 I_T，所以

$$I_T=\sqrt{I_F^2+I_2^2+I_3^2+\cdots+I_h^2}$$

漏磁包含了基波磁通量 ϕ_F 和谐波磁通量 ϕ_H。它们分别感应出涡流 i_{FS}和 i_{HS}。

总的杂散损耗等于 I_T 各分量的杂散损耗之和。如上所述，每个损耗都跟各自电流和谐波次数（频率）的平方成比例。我们可以得到

$$P_T=P_J+P_K=R_0I_T^2+gR_0(I_F^2+2^2I_2^2+3^2I_3^2+\cdots+h^2I_h^2)$$

$$=I_T^2\left\{R_0+gR_0\frac{(I_F^2+2^2I_2^2+3^2I_3^2+\cdots+h^2I_h^2)}{I_T^2}\right\}$$

所以，

$$P_T=I_T^2(R_0+gKR_0) \tag{30.11}$$

将式（30.11）和（30.10）相比，可得因数 K 表示的是谐波对杂散损耗影响的倍数。K 的值由公式得：

$$K=\frac{I_F^2+2^2I_2^2+3^2I_3^2+\cdots+h^2I_h^2}{I_F^2+I_2^2+I_3^2+I_4^2+\cdots+I_h^2}$$

即

$$K=\frac{I_F^2+2^2I_2^2+3^2I_3^2+\cdots+h^2I_h^2}{I_T^2} \tag{30.12}$$

公式也可表示为

$$K=\sum h^2I_{h(pu)}^2 \tag{30.13}$$

式中，K 是谐波的杂散损耗因数；h 是谐波的次数；$I_{h(pu)}$ 是谐波电流相对于总有效电流 I_T 的相对值。

可以看到 K 因数与畸变电流相关，而和变压器无关。但是，K 因素描述了畸变电流流过变压器时的潜在发热效应。出于这个原因，一些变压器按特定的 K 因数进行设计，以表示在不过热情况下变压器可以承受的畸变等级。

当流过绕组的电流无畸变时，$K=1$。对于 60Hz 系统，高于 31 次的谐波基本可以忽略。比如说，60Hz 方波的 K 因数（见表 2-1）大约是 13。图 30-45 为一台可以测量电流 K 因数的仪器。◀

例 30-13 变压器一次侧流过的畸变电流由以下的分量组成：

基波电流：520A

3 次谐波电流：270A

23 次谐波电流：47A

绕组的直流电阻值为 3mΩ，杂散损耗为焦耳效应损耗的 4%。计算：

a. 电流的有效值 I_T；

b. K 因数；

c. 一次绕组的焦耳效应损耗；

d. 一次绕组的杂散损耗和总损耗；

e. 产生最高焦耳效应损耗的 I_T 分量；

f. 产生最高杂散损耗的 I_T 分量。

解 a. 电流的有效值 I_T

$$I_T = \sqrt{520^2 + 270^2 + 47^2} = 588\text{A}$$

b. K 因数：

$$K = \frac{I_F^2 + 3^2 I_3^2 + 23^2 I_{23}^2}{I_T^2} = \frac{520^2 + 3^2 \times 270^2 + 23^2 \times 47^2}{588^2}$$

$$= 0.782 + 1.898 + 3.380 = 6.06$$

c. 焦耳效应损耗

$$P_J = I_T^2 R_0 = 588^2 \times 0.003 = 1037\text{W}$$

d. 杂散损耗

$$P_K = gP_J K = 4\% \times 1037\text{W} \times 6.06 = 251\text{W}$$

总损耗

$$P_T = P_J + P_K = 1037\text{W} + 251\text{W} = 1288\text{W}$$

e. 520A 基波电流产生的焦耳效应损耗最高：

$$P_{J(\text{fundamental})} = R_0 I_F^2 = 0.003 \times 520^2 = 811\text{W}$$

f. 23 次谐波产生的杂散损耗最高：

$$P_{K(h=23)} = P_K \times \frac{K_{23}}{K} = 251 \times \frac{3.380}{6.06} = 140\text{W}$$

在这个例子中，杂散损耗是焦耳效应损耗的 251W/1 037W＝0.24 或 24%，通常也称为 I^2R 损耗。因此在计算畸变电流流过变压器时损耗时，必须要谨慎。因为杂散损耗不是分布在绕组表面，它们通常集中到某个区域，比如绕组的顶端或底部，这使得情况更为严重。一些区域会比其他区域热很多。这些过热的区域会降低变压器的使用寿命。为了满足特殊的耐热需要，需要制造一些具有特定 K 因数的变压器。[⊖] ◀

谐波分析

30.18 周期波形的分析步骤

我们知道谐波在电力设备中具有重要的作用。虽然有专门的测量仪器（见图 30-44，图 30-45），这里我们仍用一种简单的手工计算方法来描述它们，我们知道任何畸变波形都可以被分解为不同次谐波分量的组合。这个过程就是傅里叶级数分析。

1. 对于给定的畸变波形，首先明确要研究的谐波次数 H。比如说，它是 7 次谐波，那么 H＝7；如果是基波，H＝1。

2. 将谐波次数 H 乘上 10。数字 10H 是每周期所要求的最少的采样次数，这样可以确保此谐波的精度在±5%内。比如 7 次谐波，10H＝10×7＝70。

3. 每个周期有 360°，所以样本的间隔 D＝360°/10H。在 7 次谐波中 D＝360°/70＝5.14°，简化分析，四舍五入到 5°。

4. 准备一个如表 30-2 所示的 4 列表。行是你要填写的数字。

⊖ 参见 ANSI/IEEE C57.110 1986 标准 “IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents”。

表 30-2　谐波分析

谐波 H=____		D=____	
[1] θ	[2] A	[3] A sin Hθ	[4] A cos Hθ
0	x	x	x
x	x	x	x
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
x	x	x	x
	sum S_0	sum S_1	sum S_2
	$A_0=S_0D/360$	$X=S_1D/180$	$Y=S_2D/180$

在列［1］标上符号 θ，相角从 0～360°，根据 D 来填写，如 D=5°，则每行分别用 0，5，10，15，…，直到 360。它们表示的是在一周期内畸变波对应的相角。

5. 在谐波上选择一个起始点，一般是选择波形过零的那一刻（不是必须）。不管起始点是哪个，都会被标明 0°相角。

6. 在列［2］写上符号 A，下面写畸变波形对应列［1］所示相角的值。

7. 在列［3］用符号 A sin(Hθ) 来标注，计算每一行的 A×sin(Hθ) 的值。

例如，如果 θ=235°，A=49，H=7，我们得到这一行是：

$$A\times\sin(H\theta)=49\times\sin(7\times235°)=49\sin1645°=-20.7$$

8. 在列［4］用符号 A cos(Hθ) 来标注，计算每一行的 A×cos(Hθ) 的值。

例如，如果 θ=235°，A=49，H=7，我们得到这一行是：

$$A\times\cos(H\theta)=49\times\cos(7\times235°)=49\cos1645°=-44.4$$

9. 计算除了 θ=360°对应的值之外的列［3］的和 S_1。计算 X 的公式为：

$$\boxed{X=S_1D/180}\tag{30.14}$$

10. 计算除了 θ=360°对应的值之外的列［4］的和 S_2。计算 Y 的公式为：

$$\boxed{Y=S_2D/180}\tag{30.15}$$

11. 所求谐波分量 A_H 的大小为：

$$\boxed{A_H=\sqrt{X^2+Y^2}}\tag{30.16}$$

12. 谐波起始点（θ=0）的角坐标 α 为：

$$\boxed{\alpha=\arctan Y/X}\tag{30.17}$$

以下规则应用于式（30.17）：

如果 X 为负值，则相角必须加上 180°

13. 你要查找的谐波分量为：谐波 $H=A_H\sin(H\theta+\alpha)$　(30.18)

该谐波分量的有效值为 $A_H/\sqrt{2}$

14. 在有些情况下，波形中除了交流分量，还可能包含直流分流 A_0。为了求这个值，计算除了 θ=360°对应的值之外的列［2］的和 S_0。A_0 的值为：

$$\boxed{A_0=S_0D/360°}\tag{30.19}$$

上面的计算可以用手动计算，但是如果用计算机会更加轻松。◀

例 30-14 图 30-36 所示为一个罕见波形。此周期波的上半部是三角波，下半部是方形波，计算：

a. 基波的大小和相位；



图 30-36　扰动波形的分析

b. 4 次谐波的大小和相位。

解 a. 因为分析的是基波分量，因此，H＝1，10H＝10。那么 D＝36°。我们可以让 D＝30°，这样会稍微提高精度。我们需要取 360°/30°＝12 个值。

波形是在 160°、240°、320°突变的，对于这种情况我们需要求最大和最小值的平均值，所以，在 160°时的平均值为（40＋0)/2＝＋20，240°时为－20，320 时为－20。

表 30-3 是前面提过的 4 列表。列［1］的间隔 D＝30°，从 0°～360°。通过追踪波形，每个相角对应的值如列［2］所述。其他需要的计算值都在列［3］和［4］中。

表 30-3 谐波分析

谐波 H＝1	D＝30°		
[1] θ	[2] A	[3] A sin Hθ	[4] A cos Hθ
0	0	0	0
30	7.5	3.75	6.5
60	15	13	7.5
90	22.5	22.5	0
120	30	26	－15
150	37.5	18.75	－32.5
180	0	0	0
210	0	0	0
240	－20	17.3	10
270	－40	40	0
300	－40	34.6	－20
330	0	0	0
360	0	0	0
		S_1＝175.9	S_2＝－43.5
X＝S_1D/180＝29.3		Y＝S_2D/180＝－7.3	

列［3］的和 S_1 为 175.9，可得 $X=S_1D/180°=175.9\times30/180=29.3$

同样地，列［4］的和 S_2 为－43.5，可得 $Y=S_2D/180°=-43.5\times30/180=-7.3$。应用式（30.16）和式（30.17），我们得到基波的大小 A_1 和相角 α。

$$A_1=\sqrt{X^2+Y^2}=\sqrt{29.3^2+(-7.3)^2}=30.2$$

$$\alpha=\arctan\left(\frac{Y}{X}\right)=\arctan\left(\frac{-7.3}{29.3}\right)=\arctan(-0.249)=-14°$$

所以基波为：$H_1=A_1\sin(H\theta+\alpha)=30.2\sin(\theta-14°)$

基波的有效值为 $30.2/\sqrt{2}=21.3$。

图 30-37 中，基波重叠在初始波形上。

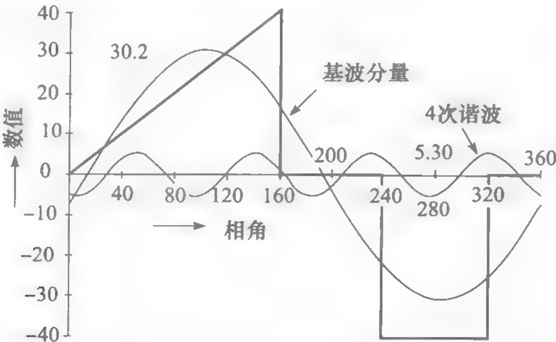


图 30-37 图 30-36 中畸变波的基波和 4 次谐波分量

b. 我们现在来考虑 4 次谐波。在这个情况中，我们必须选择至少 10H=40。D 绝不能大于 360°/40=9°。

如表 30-4 所示，在这种情况，列［3］的和 S_1 是 −29.11，列［4］的和 S_2 是 −101.96。于是

$$X = S_1 D/180° = -29.11 \times (9°)/180 = -1.46$$

$$Y = S_2 D/180° = -101.96 \times (9°)/180 = -5.10$$

$$A_4 = \sqrt{X^2 + Y^2} = \sqrt{(-1.46)^2 + (-5.1)^2} = 5.30$$

那么相角为

$$\alpha = \arctan\left(\frac{Y}{X}\right) = \arctan\left(\frac{-5.10}{-1.46}\right) = \arctan 3.49 = 74°$$

因为 X 是负的，所以我们要加上 180°，相角 $\alpha = 74° + 180° = 254°$

表 30-4 谐波分析

谐波 H=4		D=9°	
[1] θ	[2] A	[3] A sin Hθ	[4] A cos Hθ
0	0	0	0
9	2.25	1.32	1.82
18	4.5	4.28	1.39
27	6.75	6.42	−2.09
39	9.0	5.29	−7.28
45	11.25	0	−11.25
54	13.5	−7.94	−10.92
63	15.75	−14.98	−4.87
72	18.0	−17.12	5.56
81	20.25	−11.9	16.38
90	22.5	0	22.50
99	24.75	14.55	20.02
108	27.0	25.68	8.34
117	29.25	27.82	−9.04
126	31.5	18.52	−25.48
135	33.75	0	−33.75
144	36.0	−24.16	−29.12
153	38.25	−36.38	−11.82
162	0	0	0
171	0	0	0
180	0	0	0
189	0	0	0
198	0	0	0
207	0	0	0
216	0	0	0
225	0	0	0
234	0	0	0
243	−40	38.04	12.36
252	−40	38.04	−12.36
261	−40	23.51	−32.36
270	−40	0	−40.0
279	−40	−23.51	−32.36

（续）

谐波 H=4		D=9°	
[1] θ	[2] A	[3] A sin Hθ	[4] A cos Hθ
288	−40	−38.04	−12.36
297	−40	−38.04	12.36
306	−40	−23.51	32.36
315	−40	0	40.0
324	0	0	0
333	0	0	0
342	0	0	0
351	0	0	0
360	0	0	0
		$S_1=-29.11$	$S_2=-101.96$

4 次谐波可以表示为：$H_4=5.3\sin(4\theta+254°)$。图 30-37 中，4 次谐波叠加在初始波形和基波之上。

重复上述步骤，我们可以得到 2 次到 12 次的谐波表达式（见表 30-5）。基波和前 12 次谐波之和如图 30-38 所示。虽然采用的谐波的次数比较少，但合成的波形和初始波形已经比较接近了。◀

表 30-5 谐波组成

基波	$30.2\sin(\theta-14°)$
2nd H	$7.7\sin(2\theta+100°)$
3nd H	$7.4\sin(3\theta+119°)$
4nd H	$5.3\sin(4\theta+254°)$
5nd H	$4.1\sin(5\theta+110°)$
6nd H	$4.6\sin(6\theta+239°)$
7nd H	$2.1\sin(7\theta+269°)$
8nd H	$3.3\sin(8\theta-8°)$
9nd H	$1.4\sin(9\theta+184°)$
10nd H	$3.0\sin(10\theta+1°)$
11nd H	$1.5\sin(11\theta+97°)$
12nd H	$1.9\sin(12\theta+117°)$

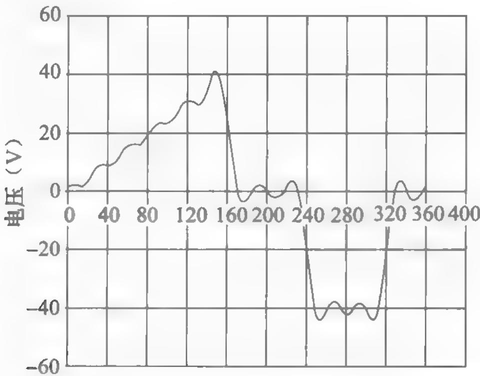


图 30-38 由图 30-36 中畸变波的基波和前 12 次谐波叠加得到的波形

习题

初级

30-1 一个60Hz畸变电流包含了20A的5次谐波和30A的基波。计算：
a. 畸变电流的有效值；
b. 基波的频率；
c. 谐波的频率。

30-2 60Hz的电压有效值为485V，包含了其他谐波分量。基波有效值为481V，计算其他所有谐波的有效值。

30-3 在习题30-2中，计算THD百分比。

30-4 电流包含了以下的分量：基波：960A；5次谐波：156A；7次谐波：235A。计算：
a. 电流的有效值；
b. 谐波畸变率，用百分比表达。

30-5 在习题30-4中，电流流过2Ω的电阻。计算总功率损耗和以下谐波的功率：
a. 基波电流；
b. 5次谐波；
c. 7次谐波。

30-6 480V正弦电压加在非线性负荷上。产生了包含74A基波、相角滞后电压32°的基波电流。计算：
a. 基波功率因数；
b. 电源提供的有功功率；
c. 总功率因数。

30-7 一3相4线电缆线，其线路和中线间连接有卤素灯。馈线上的电流有效值为320A，其中47A是三次谐波。计算流过中线的电流值。

中级

30-8 4300V电压的THD为26%。计算以下值：
a. 基波；
b. 所有谐波。

30-9 一60Hz电源包含了730V基波和108V的5次谐波。电源与5mH电感、10Ω电阻串联。计算以下电流和电压的有效值：
a. 基波电流；
b. 5次谐波电流；
c. 电路中的电流；
d. 电阻上的电压；
e. 电感上的电压。

30-10 3相电缆的畸变电流为830A，包含了60A的7次谐波。电缆上的电阻为2mΩ。如果谐波被抑制了，电缆上能减少多少损耗？

30-11 方波大小为100V。采用30.18部分的方法，计算基波分量的峰值。间隔为30°。比较你计算的值和第二章表2A的值。

30-12 图30-39所示三角波的峰值为100V，计算基波的近似值。

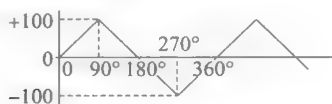


图30-39 习题30-12图

高级

30-13 在图30-40所示中，采用30.18节的方法来计算以下峰值：
a. 基波；
b. 3次谐波；
c. 5次谐波。

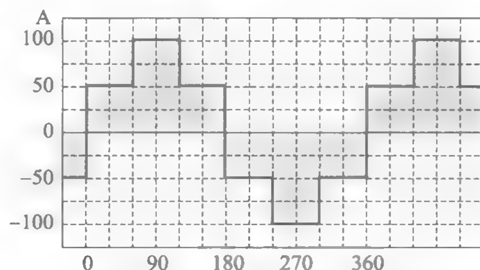


图30-40 习题30-13图

30-14 在图30-41中，计算以下峰值：
a. 基波；
b. 3次谐波；
c. 5次谐波。

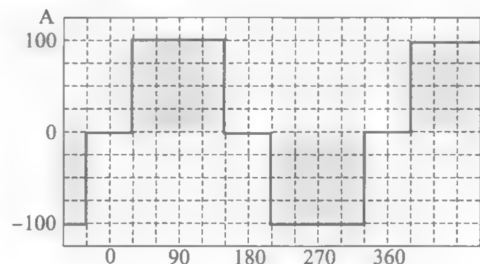


图30-41 习题30-14图

30-15 在问题30-13中，计算：
a. 电流的有效值；
b. 基波的有效值；
c. 所有谐波的有效值；
d. THD。

30-16 一3相24kV线路给商业大楼供电，其短路容量为60MVA，计算：
a. 各相线路的电阻；

b. 如果发生短路，计算在降压变压器到大楼的配电接入侧的各相电流。

30-17 图 30-42 所示矩阵电流的峰值为 100A。它的大小如图所示，在 36°的间隔内电流幅值为 0。

a. 计算基波的有效值；

b. 证明 5 次谐波的值为零。

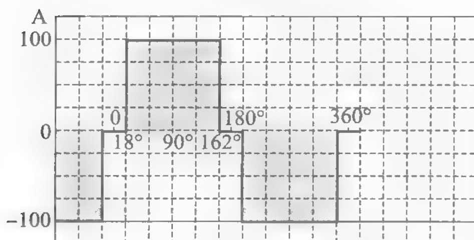


图 30-42 习题 30-17 图

30-18 一畸变电压为：

$$E = 850\sin 18\,000t + 340\sin(126\,000t - 30°)$$

计算：

a. 基波和谐波的频率；

b. 基波和谐波的有效值；

c. 畸变电压的有效值；

d. t=1ms 时的瞬间电压；

e. 画出畸变电压的波形。

30-19 接在一个 50Hz 电压上的非线性负荷产生以下谐波：

5 次：20A　　7 次：4A

11 次：9A　　13 次：8A

电流流过 1300μH 电感与 40μF 电容的并联电路。计算：

a. 电感末端上各个谐波电压值；

b. 电感上所有谐波电压的有效值；

c. 流过电容的电流有效值。

30-20 在图 30-11 中，计算斩波电流基波分量的大小和相角，设间隔为 6°。

30-21 图 30-43 所示为 110V 正弦脉冲周期电压。间隔 D 为 6°。计算：

a. 基波大小和相角；

b. 直流分量；

c. 电压的有效值；

d. 所有谐波的有效值。

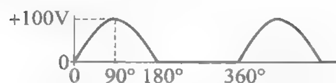


图 30-43 习题 30-21 图



图 30-44 便携式仪器，包含一个示波器、一个万用表、一个记录器。用于检测控制系统及各种可变速电子驱动

（图片由 Fluke Electronics Canada Inc 提供）



图 30-45 功率谐波分析器，用来测量高达 31 次谐波电流/电压的总谐波畸变率（THD），也能测量三相电路的有功、无功和视在功率以及功率因数。另外它还能测量电流的 K 因数

（图片由 Fluke Electronics Canada Inc 提供）

第31章
PLC

31.0 引言

在所有用来控制制造过程的设备中，可编程逻辑控制器（Programmable Logic Controller，PLC）是最重要的一种。20世纪60年代初，PLC首次得到应用，主要用于汽车工业。在此之前，设备制造的自动控制是通过装在金属柜中成百上千的继电器实现的。

汽车型号每年都会改变，常常要求调整生产线及其相关的继电器控制系统。因为这些控制系统很复杂，所以需要花很长时间用于调整，接线也经常出错。出于这些原因，控制工程师开发了计算机可编程系统来代替继电器控制系统。

这对很多公司来说是一个很大的挑战。实际上，计算机在此之前已经用于统计工作，而此时用于满足工业需求。这项技术渐渐进步，其用户群也被更广泛拓展。但是，新观念被制造商系统地接受，还是花了整整10年时间。

现在，PLC（可编程控制器或者称为可编程逻辑控制器）成为工业中的主要控制设备。50多家制造商提供了几百种类型的PLC。

31.1 工业PLC的功能

最初，PLC主要用于代替硬接线的物理继电器，优点是PLC比传统继电器箱占的空间小，能耗少。另外，PLC可编程并且装有LED（发光二极管）指示灯，便于检查控制系统的工作状态，进行问题诊断。

现在，借助于电子和计算机技术的进步，PLC性能越来越强。尽管仍用于代替继电器，但PLC现在可以进行数学运算、调控工业过程。例如，PLC可以调节温度、压力、流量、电机驱动器等。此外，PLC之间可以相互通信，还可以与中央计算机通信。中央计算机可以收集数据，改变运行参数，甚至修改PLC程序。

有些PLC输入和输出可以超过3000个，可以轻松代替超过10 000个传统继电器，因此用一个PLC就可能控制一个工厂。尽管如此，在一些大型工厂中，通常倾向于安装多个PLC并通过通信网络进行连接。使用单独的PLC来处理指定的生产流程，使PLC可以体积更小、速度更快、编程更简单。

以下章节将会用一个很简单的模型介绍PLC的基本原理，然后再进一步看看PLC的实际物理构造，最后介绍PLC是如何应用在工业中的，以及硬连接继电器是如何过渡到PLC的。

31.2 控制系统的基本要素

在第20章的控制系统学习中，我们看到一些按钮、继电器、小功率辅助触头能够启停电动机。再看图20-16a、图20-24a、图20-25，它们很相似，如果忽略每种情况中使用控制设备的数目，我们可以看出三幅图的根本不同点在于控制设备的连接方法。

假设我们有一个“黑箱”，其内部控制装置（按钮、辅助触头）和被控装置（常闭线圈、指示灯）可以各种接线方式连接。以图20-24a（为了方便起见，复制在这里）为

例，可以用图 31-1 表示。控制设备（启停按钮、辅助触头和零速开关）连接在黑箱的输入端，而被控设备（吸持线圈 A 和 B）连接在黑箱右侧的输出端。

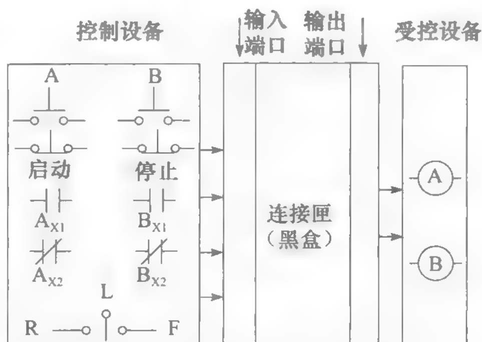


图 31-1 控制系统和被控制设备组成的一个自动化系统。忽略控制系统类型不同的问题，其中的开关设备类型相同，系统的不同之处仅在于设备数目和连接方式

假设黑箱是一台计算机。计算机可以模拟继电器、继电器线圈、继电器触点及它们之间的相互连接，内部可包含几百个继电器以及几千个触点，其规模仅受限于计算机的内存容量。控制系统的一般形式如图 31-2 所示，一个 PLC 是由 5 个基本部分组成的。

1. 中央处理单元（Central Processing Unit，CPU），它可以是一台计算机，用来模拟继电器的触点和线圈，以及它们之间的连接。

2. 输入模块，用于实际控制设备和 CPU 之间的接口。

3. 输出模块，用于 CPU 和实际受控设备的接口。

4. 编程单元，由键盘、显示器等组成，用来对 CPU 进行编程，模拟实现不同类型的“继电器”和“触点”，以及它们的连接方式。

5. 电源，它给 CPU、I/O（输入/输出）模块和编程单元供电。

本节讨论前 4 个部分的结构和它们所扮演的角色。为了简化起见，本书选择一个简单的 PLC，它只有 3 个输入端和 4 个输出端（见图 31-3）。

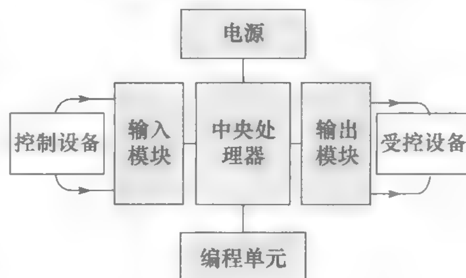


图 31-2 PLC 的 5 个部分

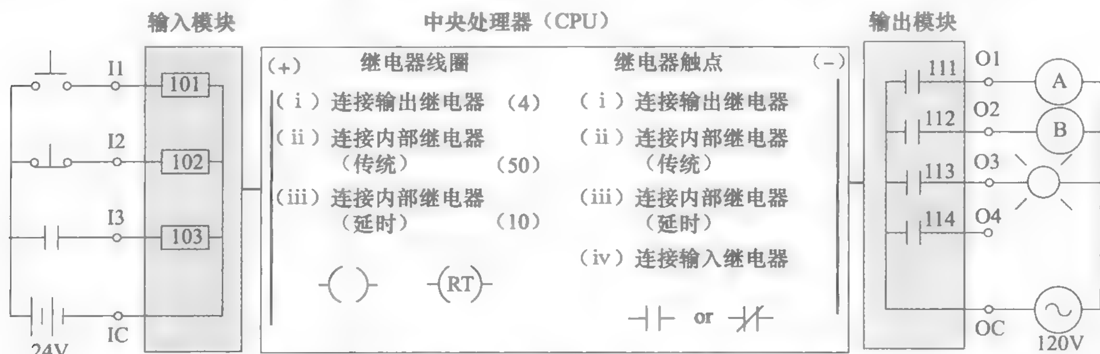


图 31-3 CPU 包含继电器线圈、触点、计数器等，CPU 中的继电器线圈用简化的电路来表示

输入模块有三个标号分别为 I1、I2 和 I3 的输入端口，以及一个公共端口 IC。如图 31-3 所示，外部控制设备分别连接在 I1、I2、I3 端口和 24V 电源之间，电源的另一端连接在公共端 IC 上。端口旁小方框内有相对应的编号（地址），这些编号和每个端口是相互关联的，例如，地址 102 和端口 I2 相关联。

为了解输入端的运行方式，可以把每个方框想象成继电器线圈，它由所连接的外部控制设备触发。例如，线圈 102 通常处于励磁状态，因为它连接的按钮是常闭（Normally Closed，NC）的；线圈 101 通常处于未励磁状态，因为它连接的按钮是常开（Normally Open，NO）的。同样，线圈 103 一般处于未励磁状态，因为其相应触点的连接是常开的。

线圈101、102和103连接的触点在CPU中，它们是虚拟（模拟）控制电路的一部分。图31-3中没有给出模拟控制电路。

输出模块（见图31-3）中有4个输出端口O1、O2、O3、O4，以及一个公共端口OC。4个端口和4个常开触点111、112、113、114相关联。这些常开触点可能是继电器的机械触点或电子开关（如三端双向晶闸管），其状态取决于从CPU中“继电器线圈”处接收的信号。

如图31-3所示，两个外部电流接触器线圈A和B以及指示灯的一端分别连接到其中三个输出模块端口和120V交流源一端之间，交流源的另一端连接到公共端OC，端口O4悬空。输入和输出模块相对应的编号是其端口“地址”，这些“地址”是由PLC的制造商定义的。

CPU具有存储和操作功能，可以想象它连接着很多的“触点”和“继电器线圈”，并把这些器件的清单储存在CPU的内存中。图31-3的简化模型包含了内存中的以下虚拟（模拟）器件。

1. 输入模块中与继电器“线圈”（如方框所示）相对应的“触点”，每个“线圈”中的“触点”数目和它们的NO或NC条件是通过编程单元设置的。这些特殊的触点（图31-3没有显示）会和“继电器线圈”一样标上同样的对应编号，命名为101、102和103。

2. “继电器”的“线圈”和4个输出模块的NO触点相连接。这些特殊“线圈”（没有在图31-3中显示）具有和它们所要控制的“触点”同样的编号，分别标为111、112、113和114。因为有4个输出端，所以“输出线圈”的数目也是4。

3. “继电线圈”和“内部继电器”的“触点”。“继电线圈”和这些“内部继电器”的“触点”完全在CPU中运行，不会在输入或输出模块中出现。

内存包含了几乎不受限数量的“触点”，它们可以和任意一个内部“继电器线圈”相连接。这些“触点”也有和控制它们的继电“线圈”同样的编号，我们可以为每个“继电器”设置任意多的“触点”来满足控制系统的需求。为了给各种各样的“继电器线圈”“供电”，CPU用两条特殊的“母线”（+）和（−）来模拟电源。假设CPU清单包含以下内部器件：

1. 50个传统“继电器”的“线圈”，编号701～750；

2. 10个“延时继电器”的“线圈”，编号901～910，可以通过编程设置“继电器”的延迟时间。

以下采用5个例子来说明这个简单PLC的动作。

31.3 PLC应用举例

例31-1 在图31-4中，希望当按钮PB1按下时，灯L2会点亮。

解 1. 因为PB1连接到I1端，所以当按钮按下时接通“线圈”101。

2. 因为灯L2连接到O2端，所以当L2点亮时触点112（继电器触点或三端双向晶闸管）闭合。

3. 要实现（1），操作员必须在CPU内存的储存部分选择一个常开“触点”，其编号为101。同理，要实现（2），必须选择输出“继电器线圈”112（模拟继电器线圈用矩形框示意）。

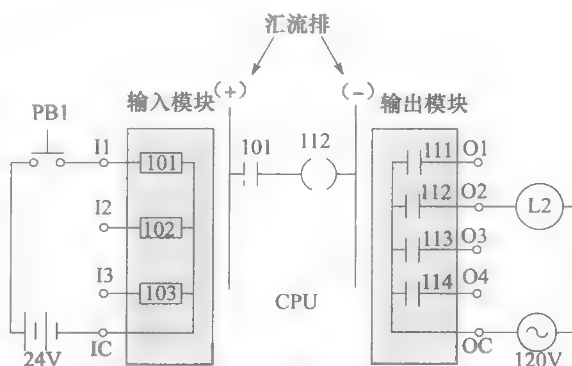


图31-4 “触点”101、“线圈”112及其和内部“母线”的连接都可通过键盘进行编程。101方框内模拟了101继电器“线圈”

这些选择是通过键盘完成的。最后，操作员利用显示器和键盘，将图31-4所示的触点101、线圈112以及（+）和（−）

之间的连接编程。

这个程序的结果是，当按钮PB1按下时，“线圈”101被外部24V直流电压源接通。这会引起“触点”101闭合，从而接通“线圈”112。当“线圈”112通电时，触点112会闭合，L2亮。

注意，“触点”101和“线圈”112并不是真实存在的，而仅仅是用计算机仿真的虚拟元素。当“线圈”112“接通”时，会引起触点112闭合，因此，L2由真实的120V电源点亮（在前面提过，输出模块中的常开触点111～114一般是三端双向晶闸管或者机械触点）。◀

例31-2 参考图31-5，按钮PB1必须触发指示灯L2，但是当PB1按下时，灯必须熄灭。

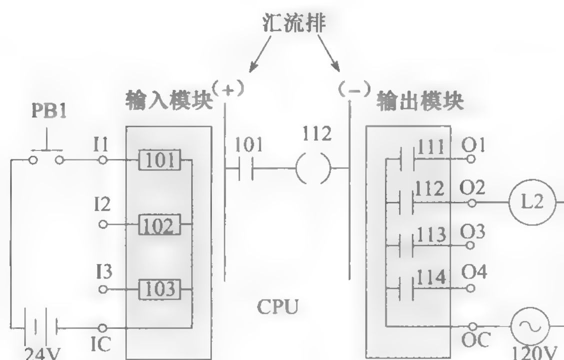


图31-5 除了“触点”101已经在CPU中编程，是常闭而非常开之外，该图和图31-4相似

解 1. 操作员除了必须将“触点”101选择为常闭外，其他设置和例31-1一样。因此“线圈”112是接通的，实际触点112也是常闭的。通过键盘上的几个键，操作员可以在一分钟内完成该变化。◀

例31-3 在图31-6中，按钮PB1必须控制三盏灯（L1、L2、L3）。当PB1按下时，L1、L2点亮，L3熄灭。

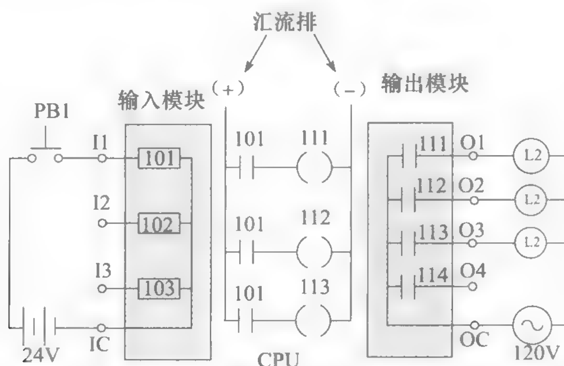


图31-6 通过对更多的“触点”和“继电器线圈”编程构成梯形电路，可以形成一个更复杂的控制系统

解 1. 这三盏灯连接在O1、O2、O3上，并由触点111、112和113控制。所以，PLC操作员必须选择这三个相对应的“线圈”111、112、113。

2. 输入“线圈”101必须和三个触点（都标为101）配备在一起，其中两个常开，一个常闭。操作员须在（+）和（−）汇流排之间编写梯形图程序来表示其连接关系。

通过简单操作键盘上的几个键即可以增加“触点”、“继电器”的数目，以及改变“连接方式”，再也不用去剥导线的绝缘层或者在系统中添加继电器了。同前面一样，触点111、

112 和 113 是真实元件（通常是三端双向晶闸管），120V 电源和三盏灯当然也是真实的。◀

例 31-4 在图 31-7 中，按钮 PB1 和电灯的操作和例 31-3 相同，但现在 PLC 会使用一个内部“继电器”。

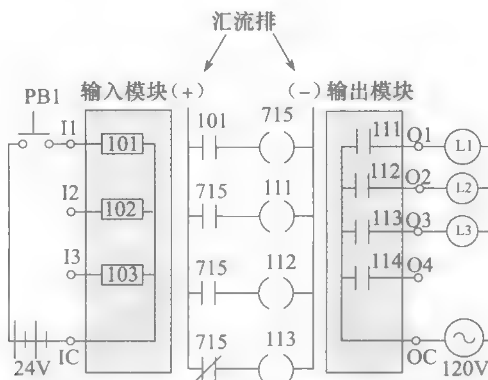


图 31-7 同图 31-6 一样，外部设备与输入、输出模块相连接，但是 CPU 电路编程的方法不同。在这个情况中，增加了一个内部的辅助“继电器”715

解 1. 操作员从 CPU 内存里可选的 50 个内部“继电器”701～750 中，决定选择“继电器”715。另外他选择三个相连接的“触点”，编号为 715。其中两个触点是常开的，另外一个常闭的。

2. 操作员对 CPU 进行编程，如图 31-7 所示。

当 PB1 按下时，“线圈”101 接通，“触点”101 闭合。这使得“线圈”715 接通，接着“线圈”111 和 112“接通”，触点 111 和 112 闭合，灯 L1 和 L2 点亮。同时，“线圈”113 关断，使得触点 113 打开，L3 熄灭。

再次注意，新的电路只在计算机中执行。在图 31-6 和图 31-7 中，输入模块和输出模块的外部连接是一样的。◀

例 31-5 在图 31-8 中，和例 31-4 的控制要求一样，但是灯 L1 必须在按钮按下 5 秒钟后再亮。

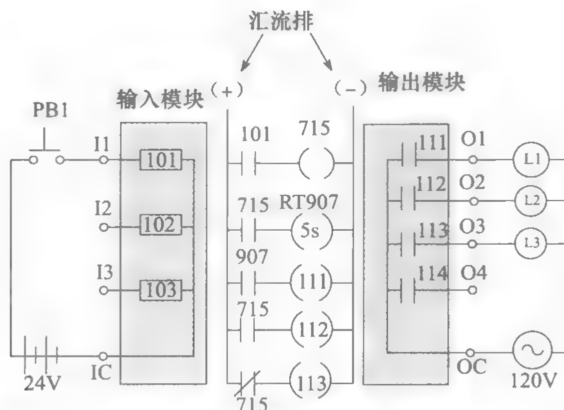


图 31-8 CPU 梯形电路采用内部“延时继电器”RT907。这个延时和在正负极汇流排之间的其他元件都已编程

解 1. 在这种情况中，操作员必须加上一个内部“延时继电器”来触发灯 L1，电路的其余部分一样。

2. 操作员从 CPU 内存中选择“延时继电器”RT907，并加上一个常开“触点”907，

CPU 的“连接”如图 31-8 所示。最后，他通过编程将 RT907 的延迟设置为 5 秒钟。

当 PB1 按下时，“触点”101 闭合，接通“线圈”715。这两个常开“触点”715 立即闭合，而常闭“触点”715 打开。接着，灯 L2 立即点亮，L3 熄灭。虚拟的“线圈”RT907 接通，但它的“触点”907 在 5 秒后闭合，所以灯 L1 在 5 秒后点亮。

这些变化都能在一分钟内完成。实际上，只要多加几个“延时继电器”、“触点”等，就可以使指示灯按照我们希望的方式不断地闪烁，也就是只要简单地敲打几个键就可以改变指示灯闪烁性能。在此期间，外面的硬接线都是一直不变的，这是极佳的性质。 ◀

31.4 中央处理器

每个 PLC 都由中央处理器（CPU）、编程单元、输入模块和输出模块（见图 31-2）组成。在前面 5 个例子中，我们知道了每个部分的主要作用。下面将描述它们的结构，先从 CPU 开始。

CPU 是 PLC 的大脑。它是一个复杂的电路，由一个或更多的微处理器组成。当然我们没有必要了解太深，下面简要描述 CPU 内存和它的使用方式。

这里有两种存储器，一种是非易失性的，内容不能擦除或修改；另一种是易失的，存储内容容易改变。非易失性存储器包含 PLC 处理需要的所有指令。这些指令用于确认输入模块并决定控制器的状态。它还可以传输指令到输出模块。最后，它翻译并执行键盘输入的指令，然后运行用户程序。

在内存模块中，PLC 制造商安装了 PLC 可执行的一系列函数。除了继电器类型函数（如线圈函数、触点函数等基本函数）之外，PLC 还提供了几百种函数，包括算术函数、鼓型开关函数、计时器函数、计数器和寄存器。实际上，永久性内存确定了所有 PLC 的运行参数，其内容是由制造商决定的，且不能被用户擦除和修改。

PLC 的易失性存储器分为几部分。其中三个分别用来记录输入模块状态、输出模块状态和用户程序。

CPU 是按以下过程执行任务的。

1. 在极短的时间里，CPU 检查所有输入模块，并记录连接它们的外部控制设备的开/关状态（这个状态必须在毫秒时间内检测，因为在生产计划中，控制设备的开/关条件随时会变化）。

2. CPU 运行用户程序。在这个阶段，根据程序和已经记录过的输入状态，由 CPU 来决定哪个输出点开始动作。当 CPU 程序运行时，这些决策储存在内存中。

3. CPU 将内存中的决策传到输出模块。在此期间，输出模块接通或者关闭连接在输出端的外部设备。

其运行周期包括（a）连续读入输入状态，（b）执行用户程序和（c）将结果传到输出模块。运行周期称为扫描。

当 PLC 运行时，将持续进行连续扫描过程。完成全部扫描的时间取决于 PLC 的速度和用户程序的大小。一般来说，完整扫描一次需要 2～10ms。

4. 在扫描过程中，CPU 会通过诊断分析，系统地检查硬件的功能。

31.5 编程单元

编程单元由键盘和显示器组成，用于 PLC 的编程，但是它的作用不止如此。它也可以使用户能监测输入、输出模块的状态，以及改变特定参数。编程单元也经常作为检查和诊断 PLC 的工具。最后，它还可以用来将程序保存在磁盘或光盘中，或者从相应的地方

恢复这些程序。虽然编程单元扮演多个角色，但是当PLC运行时，就不再需要它了。所以，一旦工业过程启动后，编程单元就可以断开。

编程单元可以是由键盘和小显示器组成的小型便携单元（见图31-9和图31-10），也可以是配备大型屏幕和特殊键盘的计算机。因为它是为工业而设计的，所以编程单元必须要具便捷性、鲁棒性。工业中常使用个人电脑配合适用的软件，作为一个PLC编程单元。

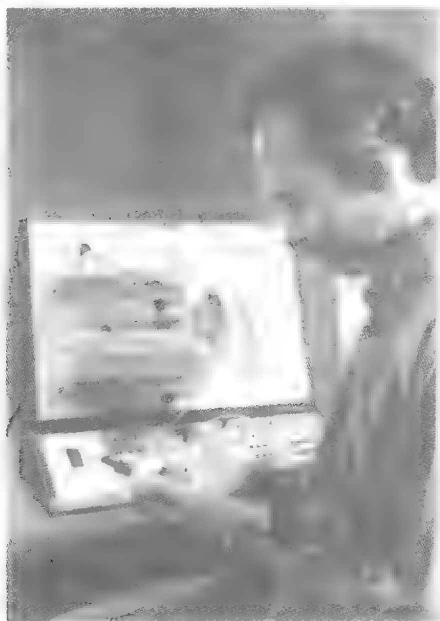


图31-9 这个工业PLC已改造成教学用。操作人员按下便携式编程单元按键，在小屏幕上跟踪其效果。这个编程单元与挂在垂直面板上的PLC的两个部分相连接。上面的部分包含中央处理器（CPU）、电源、输入、输出（I/O）模块；下面的部分是上面部分的简单扩展，它提供更多的I/O模块。这个PLC有10个输入端和6个输出端

（图片由Lab-Volt提供）

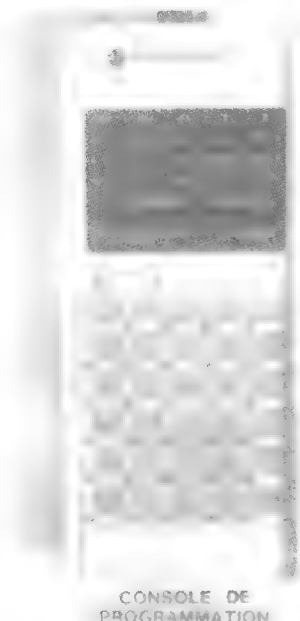


图31-10 这个便携式的可编程单元展示了用于编程的键盘。当编程时，操作员可以在其上面的小屏幕看到如“contacts”、“relay coils”、“time delays”等字样。所有元素都有编号或者地址。这些编程单元也可以用来检测外部输入和输出的状态。因此，对于编程和诊断控制系统来说，它是一个有用的工具

（图片由Lab-Volt提供）

31.6 I/O模块

前面已经提过，输入、输出模块（缩写为I/O）是外部操作、受控设备以及CPU之间的接口，其接口函数是很重要的。实际上，CPU只接收和发出低压、低功率直流信号（0～5V）。CPU很敏感，当信号超出这个电压范围时，就有可能会损坏。所有CPU和外部设备之间的通信必须经过I/O模块。

每个输入模块和输出模块都可以连接到几个设备。我们称输入和输出的数目为点数。每个I/O模块有4、8、16或32个点，有的多达96个。16个点的模块是最常见的，在一些大型自动生产过程中，可能需要几个I/O模块。

31.7 输入模块的结构

图31-11所示部分组成了输入模块。它由终端面板、滤波器及转换部分、状态指示

灯、隔离部分，以及通信面板组成。对于每个输入点，除了通信面板以外，其他部分的配置都是重复的。

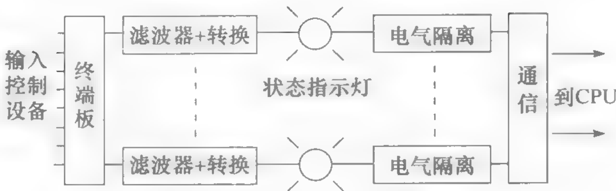


图 31-11 输入模块的结构

为了防止杂散信号触发PLC，滤波器及转换部分将抑制感应电压或触点抖动所产生的电子信号。转换部分会降低输入端上的电压，如果必要，还可将交流信号整流。

状态指示灯是一个LED，亮灭取决于在外部端口接收到的信号。它有助于检查连接到接线端面板的控制设备。

电子隔离部分可以防止CPU受电噪音和随机电压干扰的影响，可以使用光耦合器来实现。光耦合器将输入的电信号转换成光信号，光信号再通过光电晶体管转换成电信号。

在输入侧，光耦合器可以承受1500V的峰值电压。在允许信号传输的同时，光耦合器使敏感的CPU电路与输入端完全隔离。

关于通信部分，它储存了所有输入电路的状态条件，并传输到CPU。

阻抗值是输入模块一个非常重要的属性，它取决于为模块设计的电压，每个点的输入阻抗范围为5～21kΩ，接通电路所需要的电流是10mA。低电流可以减小外部控制设备的尺寸，例如与PLC相连接的电缆尺寸。

注意，用户必须为外部控制设备供电，可能用到以下几个供电电压：24～120V交流电，或者10～100V直流电。输入模块的滤波器和转换部分将这些电压降低到光耦合器可以承受的水平。

31.8 输出模块的结构

输出模块如图31-12所示。它在CPU外面，其组成部分包括（a）通信部分、（b）电气隔离、（c）状态指示灯和（d）电源电路。除了通信部分之外，每个输出端其他部分的结构是相同的。

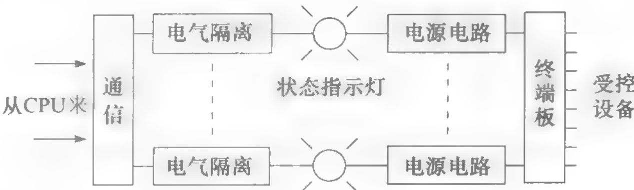


图 31-12 输出模块的结构

通信部分接收并存储CPU传输的命令，直到它接收到新的命令。实际上，CPU并不是和输出模块一直通信的，它是和前面提到的扫描过程有关的。两次连续的连续扫描之间的时间间隔为10～2ms（每秒传输100～500次）。

隔离部分和状态指示灯在输出模块中起到的作用和在输入模块中一样。通过光耦合器，它们可以防止CPU电路遭受电压冲击，而LED指示灯帮助检查受控设备的状态。

电源电路放大CPU中的信号，使连接到输出模块的设备运作。每个输出点都如同一个开关或触点（见图31-3），可以打开或关闭连接到外部设备的电路，该功能通常用三端

双向晶闸管来实现。用户需要为外部设备供电。

虽然输出模块用来控制工业设备，但是其电流大小是有限的。大部分输出端的最大电流是0.5～2A。如果外部设备需要大电流，就必须用到辅助继电器。例如，在图31-14中，辅助继电器B用来接通大型接触器的线圈A。

熔断器用来保护PLC控制的设备。它们的主要作用是在发生灾难性短路时保护线路和元件。

尖峰电压也可能破坏输出模块。为了消除这个问题，必须安装限压设备，防止外部设备引起输出模块的短暂过压。

31.9 PLC的模块化结构

模块化结构是PLC的一个重要特点，因此，CPU和I/O模块都添加在独立的机架槽中（见图31-13a）。模块化有很大的优点，若某个模块发生故障，可以将其立即替换，只需几分钟就可以让PLC重新运行。但在替换包含PLC内存的模块时，需要特别注意，原始程序（在之前已经保存的情况下）必须通过编程单元来恢复。这个过程虽然只要几分钟，但相当于替换整个继电器架。

模块化的另一个优点是可以对PLC的容量进行拓展，以适应用户需求的增长。所以I/O模块可以随着需求增加，PLC的内存容量是可提供I/O模块数目的唯一限制。图31-13b展示了16点输出模块的构造，每个点的开关状态都由一个小的继电器控制。



a）模块化PLC可以用于进行任何型号I/O设备的分布式控制，包括位置控制和工业过程控制。上面展示的PLC机架包含十个不同的模块，而一般机架可以容纳2～10个模块，7个这样的机架相连可以容纳5000多个本地I/O端点（如上面的模块1～4）。即使如此，现在大多数I/O模块都装在靠近传感器和执行器的地方，并通过通信网络与PLC相连，这些网络协议或者是本地专有的，或者是被工业制造协会进行标准化过的（模块5）。

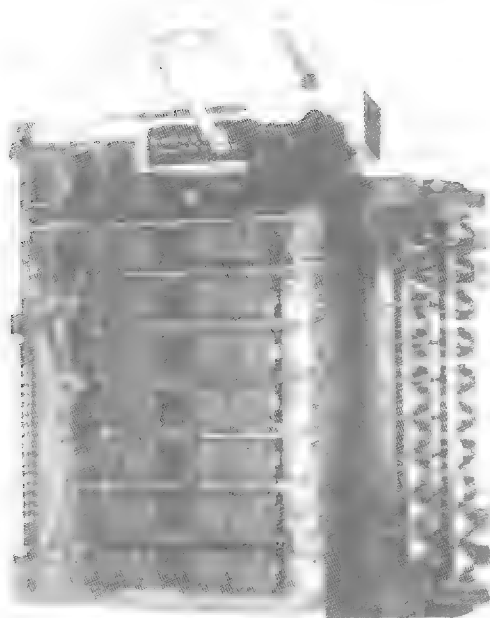
远程模块可以是微型PLC。一般来说，一个工厂里安装多个PLC而不是只有一个，每个控制一台机器或者一个部门。这些PLC通过工厂的网络互相连接在一起（模块6～7）。最后，这些工厂的网络也可以利用PLC嵌入式网关与商业公司的网络相连接（模块8）。

各模块的描述：

1. 16点输入模块，具有螺栓型端子。
2. 16点输出模块，具有螺栓型端子（如图31-1b中的内部结构）。
3. 96点I/O模块，包括外部输入终端和输出模块的预接电缆。
4. 8端可设置的模拟量输入模块。
5. DeviceNet网络模块（主要用于远程I/O模块、接触器、不同速度驱动器的控制等）。
6. Controller Link网络模块，使用光纤电缆连接（主要用于高速数据交换与管理）。
7. Controller Link网络模块，使用双绞线连接。
8. 遵循Ethernet协议的网络连接模块（主要用来监控、获取数据和信息管理）。
9. 可选的CPU内部面板，具有两个可编程的串口。
10. PLC的CPU（前面有两个可配置的串口）。
11. PLC的电源。
12. 可选的存储卡，用于保存与项目相关的本地文件。储存内容可以是项目自身开发文件、电气接线图，或者供PLC集中快速获取的大量本地数据。

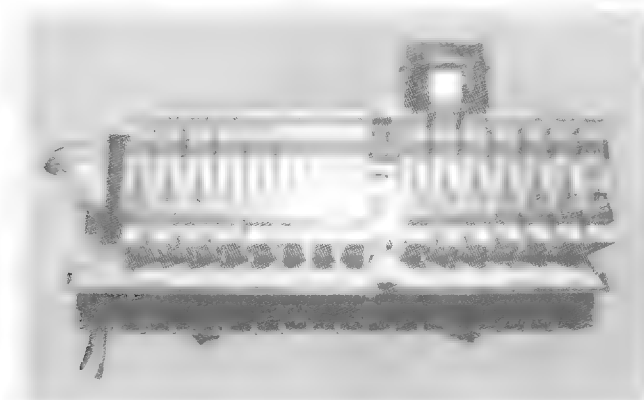
（图片由加拿大OMRON公司提供）

图31-13 实物图



b）图片所示为 16 点继电型输出模块的内部结构。这些继电器配在插入式的母版上，通过一个包含在模块中的提取器可以很容易更换。考虑到它们具有鲁棒、多功能、低成本等特性，具有继电功能的输出模块常常用来替代半导体设备。但是，作为一个机电装置，它的使用寿命受电气负载和操作次数所限制，典型的负载电流能力为 2A。终端面板可以很容易打开，所以当模块从 PLC 机架里移除时，连线不需要断开

（图片由加拿大 OMRON 公司提供）



c）远程 I/O 模块，可以连接到 PLC 进行本地控制，如图 31-13a 中模块 3 所示，由不同长度的预接电缆来连接（最大可达 10m）。当增加一个合适的通信模块时，这个继电器模块可以接得更远。外部的输出模块使得输出方式可以有很大的选择空间。另外，模块本身要具有更大的安装空间，才能使得输出连接到控制设备的接口变得容易

（图片由加拿大 OMRON 公司提供）

图 31-13 （续）

31.10 远程输入和输出

用户可以调整 PLC 来满足他们的需求。PLC 的模块化特性也使得 I/O 模块的安装可以在远离 CPU 的位置完成，这称为远程 I/O 模块。这些模块安装在特定的受控自动化设备或生产线的附近。

这些模块可以离 CPU 3m 近，也可以距 3km 远。每个 I/O 模块都配备有供电模块及通信模块，使用绞合或同轴电缆，或者光纤线路，连接远程子站和 CPU。图 31-13c 为一个远程输出模块。

31.11 传统控制电路和PLC电路

很明显，可以用PLC代替传统的延时控制电路，以下例子展示了这样的变化是如何进行的。

例31-6 参考图20-16b中用来控制电动机启动/运行/停止的传统控制电路。图31-14使用PLC完成相同的功能。我们回想一下，输入模块的每个输入和继电器线圈一样，这个“线圈”在CPU中有一个或多个“触点”，由用户编程后分别表示NO或NC触点。

注意，“触点”102和停止按钮是相连的，其被编程为常开触点。事实上，当NC按钮连接到102端时，“线圈”102“接通”，这会引起CPU中的NO“触点”102闭合。在停止按钮没有按下之前，以上流程是正确的。

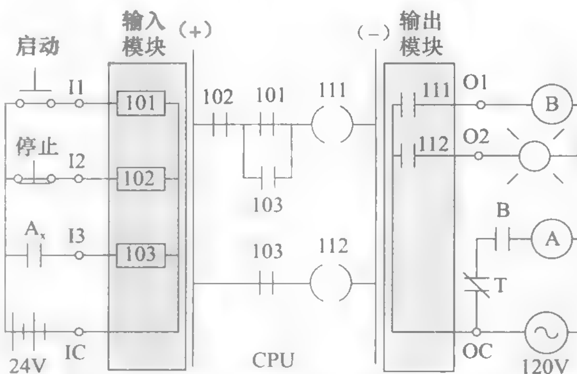


图31-14 和图20-16b所示的硬件控制系统功能相同的PLC虚拟控制系统

输出模块中加入了辅助继电器B，其原因是终端O1不能提供所需要的大电流来接通触点A的吸持线圈。通过采用一个小继电器B，这些触点就足够可靠来通过线圈A的接通电流，从而解决这个问题。

观察PLC的虚拟触点和线圈的变化。在按下启动开关之前，“线圈”102是接通的，所以“触点”102是闭合的，“触点”101和103是断开的。因为“线圈”101和103没有接通，所以“线圈”111和112没有“接通”，从而输出模块中的触点111和112是断开的。所以辅助线圈B没有接通，而且连接在O2的灯是灭的。因此触点B断开，这意味着吸持线圈A没有接通，因此电机也不会启动。

在按下按钮后，将会发生的变化如下所示。

1. “线圈”101是接通的，使得“触点”101闭合。

2. 因为“触点”102已经闭合了，所以“线圈”111是“接通”的，这样会闭合触点111，从而接通继电器线圈B。

3. NO触点B闭合，这会接通触点线圈A，然后启动电动机。

4. 当接触器A闭合时，NO辅助继电器A_x闭合，接通“线圈”103，从而使得“触点”103闭合。只要接触器A处于接通状态，这些触点就会保持闭合。结果使得触点112闭合，灯发亮。

5. 当按下的启动按钮松开时，会使得“触点”101断开，但是由于“触点”103是闭合的，所以电动机会继续运行。

6. 当按下停止按钮时，“线圈”102不再接通，引起“触点”102断开，从而“线圈”111会断开，触点111断开，使得线圈B也断开，然后是线圈A断开，最后电动机停止。可以看到A_x的打开将会熄灭指示灯。

需要注意的是，连接终端I1、I2、I3以及IC的线路的输送电流仅仅只有几毫安。所以，连接这些终端的线比传统延时控制电路要轻得多，而且24V电源最多只需要输送几瓦功率就可以了。

图20-16b中的简单控制电路是没有使用PLC的，但是它说明了其中的原理。◀

例31-7 下面用PLC来代替图20-24a中的传统控制系统。PLC电路和梯形图如

图 31-15 所示。之所以称作梯形图是因为（+）和（ ）“汇流排”看起来像梯子的侧面，而包含“触点”和“线圈”的横向电路 1、2、3、4 看起来像阶梯。

“启动”按钮的 NO 触点和“停止”按钮的 NC 触点，分别连接到 PLC 的 I1、I2 端口上。图 20-24a 中两个按钮上笨重的机械联锁（安全考虑），现在由梯级 3 的 NC“触点”102 和 NC“触点”101 代替。接触器 A 和 B 的 NO 辅助继电器（A_{X1} 和 B_{X1}）分别连接到输入端的 I3 和 I4 上。原来的 NC 辅助继电器（A_{X2} 和 B_{X2}）不再需要了。梯级 2、4 的 NO“触点”103 和 104 是保持触点，梯级 1、3 的 NC“触点”103 和 104 则组成了一个安全联锁。

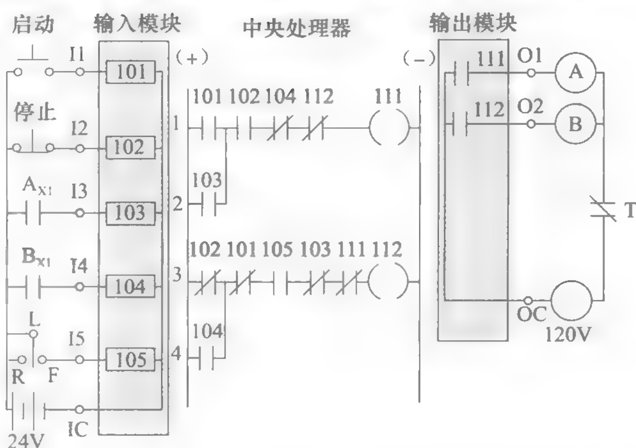


图 31-15 在启动和关闭电机时，和图 20-24a 采用全部硬件的系统相比，PLC 控制系统拥有相同的安全性能和效果

为了进一步考虑安全问题，梯级 1、3 的 NC“触点”112 和 111 将在 CPU 内存中编程。这样消除了触点 A_{X1} 和 B_{X1} 连接断开时的危险。而且也考虑到了连接在 I/O 模块的外部设备的经济性。“启动”和“停止”按钮现在只有一个触点，而且主接触器 A 和 B 都只有一个辅助继电器触点，命名为 A_{X1} 和 B_{X1}。

图 31-15 梯形图的编程也需要考虑到逻辑电路的知识。本书把这个电路行为的分析留给读者。◀

31.12 安全规则

通过使用 PLC，可以将连接在输入模块的外部触点的状态反相。所以，一个连接到输入模块的实际 NO 触点可以在编程中作为一个 NC 触点使用（见 31.3 节中的例 31-1、例 31-2）。这个将触点状态反相的用法必须要谨慎，特别是选择连接到输入模块设备的触点类型（NO 或 NC）时。遵守的规则如下：

连接到一个即将启动的设备的任何“触点”必须是 NO 类型，同理，连接到一个即将停止的设备的任何“触点”必须是 NC 类型。

如果违反这条规则，PLC 与输入设备连接的线路发生断路时，可能会引起意料外的启动动作，或者无法停止自动化过程。

31.13 PLC 编程

对一个 PLC 进行编程时，我们必须“写出”它要执行的操作。这些指令都在编程单元的键盘上，由显示器呈现，并存储在 CPU 内存中。在一开始时，需要特别注意编程的方式。技术标准规定用户可对系统进行快速和简便的编程与重编程，因此 PLC 需要仔细设计，才能使它方便使用。熟悉一些计算机知识会有助于编写 PLC。

31.14 编程语言

编程语言涉及一系列用到的符号，以及用它们来编写 PLC 程序的规则。最主要的三种语言是：（1）梯形图（2）布尔逻辑和（3）顺序流程图（Sequential Flow Chart，SFC）。欧洲类似的 SFC 语言称为 *Grafcet*。其他语言也在最近几年发展起来，根据用户的需要，大约有 6 种可供选择。

梯形图

在几种编程语言中，梯形图是最简单的。图 31-6、图 31-7、图 31-8、图 31-14 中都用到了梯形图，图 31-15 中用到了另一个梯形图。

在用键盘编写梯形图时，将需要设计的电路一步步地显示在显示器上。在这个过程中，把光标移到屏幕上期望的地方，并用键盘选择需要的函数，来创建 NO 或 NC“触点”、“内部继电器线圈”、“外部继电器线圈”等。当选定一个函数之后，需要给定标号。控制电路其余部分也是采用同样的步骤。

在编程阶段，只有部分控制电路是显示在屏幕上的。大部分采用梯形编程语言的 PLC 都可以连接到打印机，因此，完整的控制电路可以通过打印显示出来，这使得程序员能核查整个图形和系统动作。图 31-16 所示是 PLC 显示器上显示的菜单和梯形图的一部分。

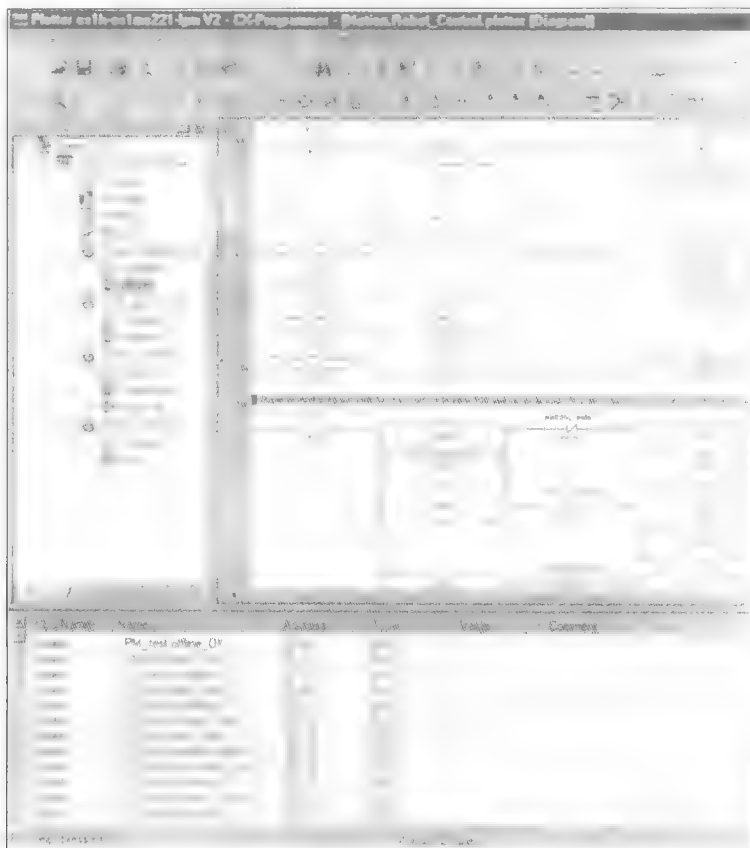


图 31-16　用于 PLC 的编程软件发展很快，现在大部分使用的都是有限用户接口的小型专用编程控制台，因为其十分便携，能够方便而且快速地进行程序修改。

但是最常用的工具是基于 Microsoft Windows 操作系统等软件的便携式计算机。显然，这些软件能够对 PLC 进行一些改进和配置，同时也提供大量技术文档。

便携式计算机使操作员可以同时和多台 PLC 设备进行通信，而且可以在不停止设备运行或中断进程的情况下修改 PLC 程序，它同时还具有可供诊断和调试程序的强大工具，因此操作员可查看其时序图状态和其他一系列图形显示。操作员还可以用 PLC 实时注册并定义一些特定条件，在该处“冻结”程序并观察梯形图状态。

最实用且最广泛应用的编程语言仍然是如该图所示的梯形逻辑。越来越多的 PLC 提供互补性工具，比如，顺序流程图、功能框图、文字（布尔）语言以及高级语言（例如 Basic 或者 C）。此外，采用专用语言的专业软件可以和主流软件相配合，它们可以用于很多特定的工作，例如，定位应用、生产过程控制，或者其他需要用到集成 PLC 处理器的工作。最后，其他一些辅助程序也用来进行仿真、监控、数据采集、控制和管理。

（图片由加拿大 OMRON 公司提供）

布尔语言

布尔编程语言基于布尔代数，这种代数用来求解逻辑问题。它是由19世纪中期英国数学家乔治·布尔发明的。

这种语言的一个缺点就是阅读困难。所以，根据梯形图写成布尔语言是很简单的，但是，反过来将布尔语言转换到相应的梯形图是比较困难的。

SFC语言

顺序流程图（SFC）是诊断PLC和一般自动化系统很有效的工具。PLC编程方法可以让用户在其个人电脑上将操作过程转换成一系列步骤和过程。梯形逻辑也可以用来执行这个程序。

31.15 PLC在继电器箱中的优点

PLC之所以广泛流行有很多原因，我们列出如下几点。

- PLC很灵活。因为它是可编程的，所以在需求增加时便于修改。在采用物理继电器控制系统时，任何改变都意味着需要替换继电器及其连接方式，这是有风险的，因为很容易出现连接错误。
- PLC的灵活性是很显著的。所以，当一个给定的控制系统不再需要后，它可以为一个完全不同的系统重编程序；而上述过程在继电器架中并不可行，当继电器架损坏后，架子会简单地被丢弃、替换或者重新接线。
- PLC比传统继电器控制系统要轻便很多。比如，一个$0.1m^3$的CPU就可以代替几百个控制继电器，以及连接触点和线圈所需要的线路，而且PLC消耗的能量要小很多。
- PLC比继电器箱要可靠得多，一个很重要的原因就是它没有运动部件。继电器有会逐渐老化至损坏的运动部件，触点用坏了要换掉，这一切都需要长期的维护作业。而CPU中的“继电器线圈”和“触点”是不会坏的。
- 另外，继电器的开和关尽管都很快，但仍需要一定的时间。对于每个继电器，它的时间间隔都不相同，而且有时会随时间改变。在一些应用中，打开和关闭的顺序是很重要的，时间变化可能会产生控制错误。由于它们的随机性，这样的错误很难检测出来。而在使用PLC时，“触点”的打开和关闭时间是固定的，所以顺序操作不成问题。
- 继电器箱是手动装配的。在触点和继电器线圈之间连接着几万甚至几千条线时，这样很容易出错，且这些错误很难定位。相反，对比PLC，我们只需要按计划画一下梯形图即可。如果出现错误，那么一个包含实用函数的手持编程器（或者更高级的计算机）可以很容易纠正错误。
- 从价格上来说，一个PLC比一个包含10个或15个继电器的传统继电器架要便宜，而在一个更复杂的系统中，其经济性将更加显而易见。

说完这些，其实PLC也并不是完美的，其操作模式有时候会导致时序问题。例如，程序中命令的顺序有时候会影响被控系统的行为。

最后，同一个程序在不同PLC上的效果也可能不尽相同，这种异常源于制造商还没有建立通用标准。所以，每次使用不同类型的PLC时，阅读编程手册是很重要的，这样可以确保各种函数的合理操作。这些差异不是很大，但当对于控制电路编程时，可能需要细微的改变。

工业现代化

31.16 PLC的工业应用

工业正在被全新的计算机技术所改变。旧工业是如何过渡到新工业的？为了回答这个

问题，我们考虑一个大型装卸公司是如何通过安装精密的设备和控制器来实现现代化的。在这个转变中，新设备要逐渐替换旧设备，因为不可能一步就完成。

装卸作业需要卸载货船运载的产品，包括石盐、水泥、生铁、镍、铝土矿和铝。装卸现代化涉及矾土（制铝过程中用到的一种粉末）的处理，它的化学成份为 Al_2O_3。在典型的操作过程中，每小时大约有 700 吨 Al_2O_3 从船舱中吸出，再通过传送带输送到等待的火车上，通过港口后再送入圆筒货车上（见图 31-17）。一辆货车需要 10 分钟装载。



图 31-17 魁北克港口某两条相互交叉的超过 1km 的传送带。传送带用来储存大块产品，以及对货船进行装载和卸载。
（图片由 St. Lawrence Stevedoring 提供）

31.17 规划变更

当管理者决定安装现代化设备来装卸铝后，专家小组会研究使得整个过程达到自动化的技术路线与方法。这个深入的研究需要超过一年时间完成，还需要请教工程队，调研已经完成现代化的装卸操作设备并计算成本，以及现代化对已存在劳动力的影响。

在研究后，装卸操作的逐步换代就开始了。这个涉及新设备的安装，这些新设备的驱动需要超过一百台功率从很小到 1500hp 不等的电动机。这些电动机的操作需要相互协调，它们要分散安装在一片很大的区域中，其运行状态在通信时必不可少，其电流、速度、相位差、绕组温度、轴承温度、振动等都需要由中心控制站监测。另外，如果有任意参数越界，就会发出警报，表示需要修复处理。例如，一台 500hp 的风机（见图 31-18）开始振动，这种情况就需要快速修复，因为可能会导致轴承或驱动设备的损坏。



图 31-18 鼓风机把 Al_2O_3 粉从货船输送到指定的火车，该三相电动机额定数据为 500hp、4160V、3600r/min。图片所示：（1）位置控制气动阀，（2）用于电动机绕组温度的温度传感器，（3）振动感传器。
（图片由 St. Lawrence Stevedoring 提供）

机动阀门要求特殊的位置控制，当铝迅速通过 500mm 的管子时，要控制流量在要求的水

平内，确保不能太高或太低。

显然，这样一个完整的工业过程控制只能通过计算机完成，但是在这个过渡过程中，许多旧设备，以及它的继电器、导线、限位开关、按钮等，都要像之前一样工作。所以，装卸作业涉及了一个新旧设备逐渐融合的过程，其中计算机控制一部分，而人工操作控制另一部分。另外，旧的导线要和新的同轴电缆、光纤融合（暂时性地）。这就需要安装合适的接口设备。

所有这些改动完成后，在现场而不是在实验室里，一旦发生故障，大型龙门起重机和大功率电动机会很容易地损坏设备。所以，另外一个很重要的过渡问题就是装置的合理操作以及人员安全。

新技术另一个要考虑的就是其对劳动习惯和持续雇用员工方面的冲击。实际上，装卸作业的现代化和自动化意味着将不再需要很多手工工作了。因为劳资关系总是十分重要，所以我们有必要确保被自动化代替的工作会有更好的满意度、更少的例行工作和更大的积极性。

31.18 了解 PLC

如何安装新设备？以及由谁负责维护这些设备？我们知道那些技术员已经做了好几年的相关工作，所以他们可以很快就接受新技术。另外提供 PLC 和光纤设备的厂商的代表需要使老技工能识别新的梯形图语言、以太网、互联网等。显然，不止设备和控制要逐渐改变，同时操作人员的水平也要跟上。获取新知识需要多年时间，水平才能逐渐提高。

一些人很喜欢挑战新事物，但是其他人则对它们处理新生事物的能力感到忧虑。但是时间以及对新设备的日常接触会改变人的想法。当变化发生时，技术人员会开始慢慢熟悉新术语，工作变得更加日常化，对计算机不那么排斥，不久以后，老员工会意识到他们已经成为高科技团队的一员。他会知道如何操作键盘，他会明白计算机屏幕上显示的是什么，会知道当警报响起时应该做些什么，也会和别人快速交流他的日常发现（见图 31-19）。



图 31-19 所有的通信网络、摄像机以及 PLC 的状态都集中在魁北克港口的控制策略和散装产品处理中心（图片由 St. Lawrence Stevedoring 提供）

新技术还有一个优点，那就是可以加强人员之间的经验交流，因此新旧技术员之间的关系也会得到加强。

31.19 PLC 的连接

整个装卸设备是由大约 15 个 PLC 控制的，其中两个用于 Al_2O_3 的处理。一些 PLC 连接到通信网络用于协调特定操作，其他 PLC 则独立承担无须和系统整体协调的任务。但是工厂

正在计划集中所有的PLC，其中一个原因是控制装卸设备吸收的峰值功率。例如，不让大型电动机同时运行可以减小电力成本，这样控制最大负荷每个月可以节省几千美元。

31.20 PLC的编程

整个工业过程都需要在计算机上编程。所以，需要雇用编程专家来实现新的控制技术，并将其载入PLC的内存模块。这成为这些技校毕业生结合工厂生产的首要任务。他们采用SFC语言或者方块图对PLC进行编程。对于经验丰富的程序员，后者要比梯形图更加方便。

在设置新的控制序列时，比如吊车的动作，程序员必须在模拟吊车操作时嵌入保护功能，以免出现程序bug。初始模拟状态是很重要的，因为它可以使程序员核实系统的安全和集成度。最后，当程序第一次投入实际操作中时，技术组要严密监控，注意每个细节是否和原计划的一样。针对这一点，在控制要点加入急停按钮，用于中断错误的程序。

电动机控制中心（见图31-20）包含常用的接触器来启停电动机，它也包含监控设备，用来持续检验电动机的状态（见图31-21）。这些信息通过由单链柔性电缆组成的光纤传达到相关的PLC（见图31-22）。



图31-20 600V、三相电机控制器配备了PowerLogic设备，可以提供精密的监控数据，比如有功功率、无功功率、电压、电流和波形分析。它还包括互联网传输能力，拥有嵌入式网页
（图片由施耐德电气公司提供）



图31-21 含有开、关、慢速运行状态指示灯的电动机启动器，拥有三相接触器以及断开开关。它还包含多功能保护继电器，可以防止电动机受过负荷、过热、电流和电压不平衡、断相等故障的干扰。另外它还能监测功率因数、起动时间、接地故障以及启动电流等信息。其与PLC进行的数据传输遵循Mdobus协议，通过铜缆或者光纤建立连接
（图片由施耐德电气公司提供）



图31-22 连接电缆之间的光纤接线盒
（图片由St. Lawrence Stevedoring提供）

综上所述，这个现代化控制系统的安装可以显著减小 Al_2O_3 装卸操作的成本。同时它能模拟操作人员，并提供更有趣的工作机会。

图 31-23、图 31-24 和图 31-25 所示为现代化过程的一些图片。这是现代工业中典型的技术革新及计算机现代化过程。



图 31-23 Qutantum PLC 分为 4 部分，从左到右分别为：(1) I/O 模块，(2) CPU，(3) 电源。最右边是 (4) 使用光纤或电缆且连接速度为 100Mbit/s 的网络服务器
（图片由施耐德电气公司提供）

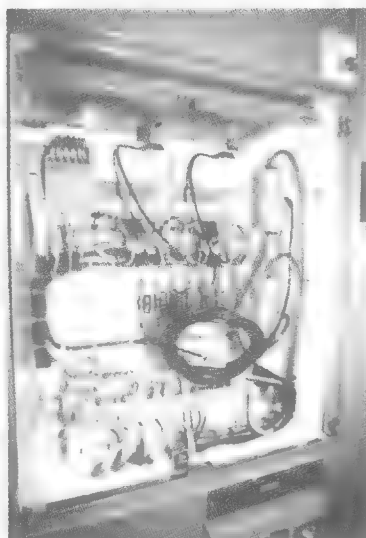


图 31-24 这是 Momentum 系列的 PLC，包含常用的 I/O 模块，但是它包含嵌入式网页且具有通信功能，能够运用互联网协议进行数据收发
（图片由施耐德电气公司提供）

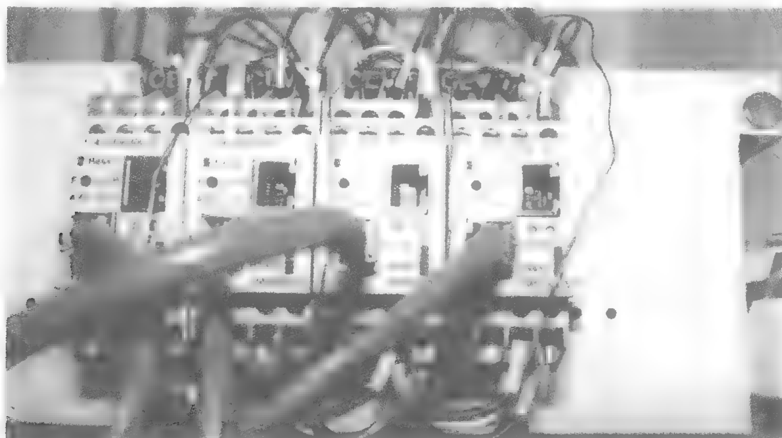


图 31-25 这 4 个设备是 Ethernet 和 Modbus 协议之间的桥梁。它使得旧的通信技术可以通过互联网传输，这些桥梁是高性能的网关。
（图片由施耐德电气公司提供）

31.21 透明企业

随着自动化进程的延展，当前趋势是贸易和生产相融合。实际上，互联网已经可以实现业内人士之间的相互交流，包括商品的制造、销售、采购和最终用户。为了简化连接，

我们需要做出极大努力来标准化通信系统，最终实现一个不仅能促进商务贸易，还能集成实际加工厂、服务性企业在内的“透明的”电子商务环境。

所以，PLC 不再只是一个独创性的继电器操作设备，它已经成为精密的控制系统的一部分，深入商业的每个层次。

习题

31-1 请描述 PLC 的主要部分。

31-2 PLC 中使用输入模块的目的是什么？

31-3 PLC 中使用输出模块的目的是什么？

31-4 请描述在控制系统中使用 PLC 控制代替传统继电器机架控制的 4 个优点。

31-5 PLC 可以模拟继电器线圈、触点以及两者的相互连接。请描述这种模拟如何简化工业控制系统的建立与修改。

31-6 请描述在 PLC 中 CPU 的作用。

31-7 请说出用于 PLC 编程的 3 种编程语言。

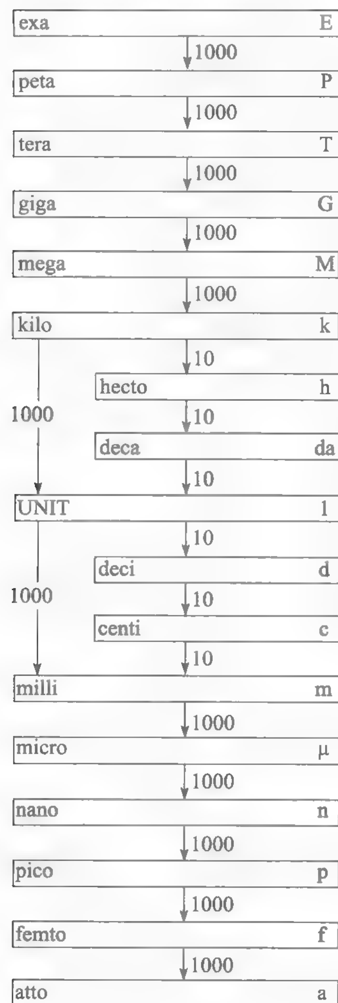
31-8 PLC 在使用中常与主计算机相连接。请说明这种连接如何实现工业生产过程与商业消费活动之间的通信。

附　录

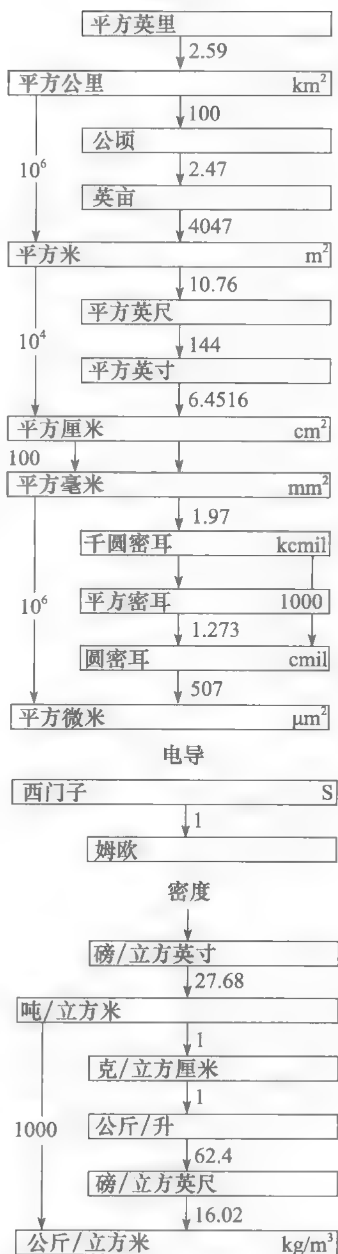
AX0 换算表

利用附录中的换算表可方便地进行单位转换，第 1 章中就此已做过介绍。
面积、质量、体积等量按英文字母顺序排列，各单位间倍数值的误差小于±0.1%。
每页底部的例子有助于读者根据以下规则进行转换：
顺着箭头线——相乘
逆着箭头线——相除

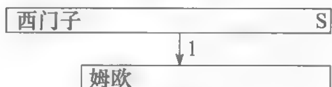
SI单位制中的倍数关系



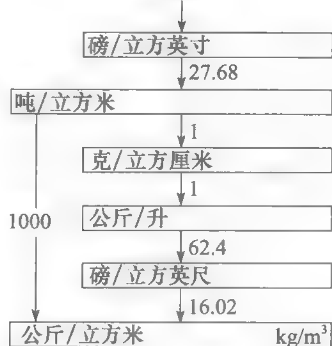
面积



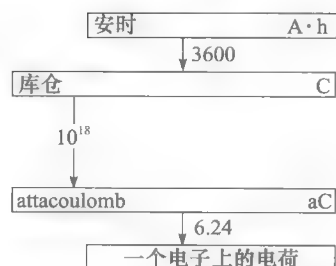
电导



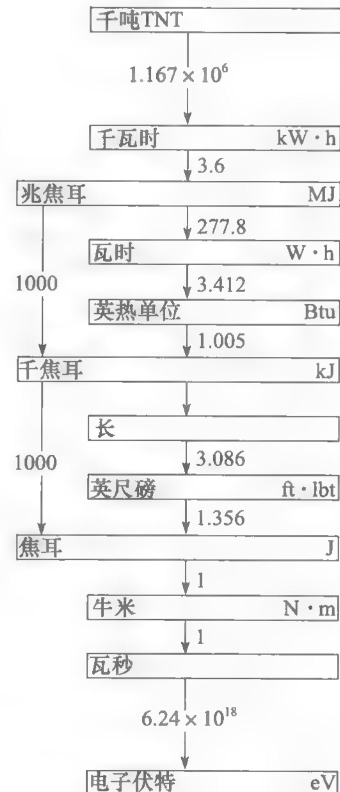
密度



电荷



能量



例：将 1590 千圆密耳转换成平方英寸

解：1590MCM＝1590（÷1.97）（÷100）（÷6.4516）＝1.25 平方英寸



例：将 580 磅/平方英寸长转换成兆帕斯长

解：580 磅/平方英寸＝580(×6.89)（÷1 000)＝4MPa

功率

兆瓦 MW
1000
英国电量单位/秒
1.055
千瓦 kW
1.34
马力 hp
1000
长路里/秒
4.184
瓦 W
1
焦耳/秒
1
牛米/秒
1000
英尺磅/分
22.6
毫瓦 mW

速度

米/秒 m/s
2.237
英里/小时
1.467
英尺/秒
100
公里/小时 km/h
27.8
厘米/秒 cm/s
1.97
英尺/分

转矩

磅力·英尺 ft·lb
1.356
牛·米 N·m
8.851
磅力·英寸
1000
113
毫牛·米 mN·m

温度

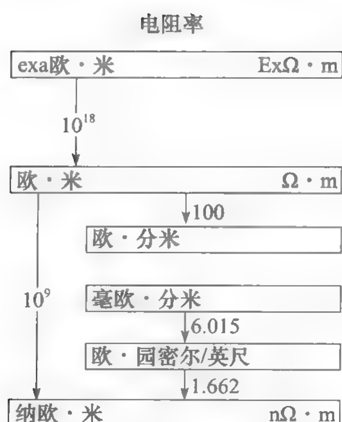
摄氏度 ℃
×1.8
+273
C/F
开氏度 K
+32
华氏度 °F

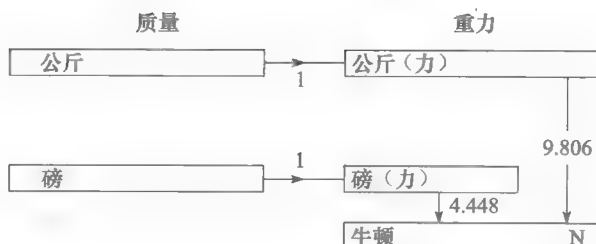
例：100℃＝100＋273＝373 卡尔文
68°F＝（68－32）÷1．8＝20℃

体积

立方米 m^3
1.308
立方码
27
立方英尺
6.23
1000
加仑
1.201
美制加仑 4.546
3.785
立方分米 dm^3
1
升 L
61.02
1000
立方英寸
16.4
立方厘米 cm^3
1
毫升 mL

电阻率





例：计算质量为 9 磅物体的重力（牛）
解：9 磅→9（×1）（×4.448）＝40N

AX1 绝缘材料特性

绝缘体	电性能		热性能		机械性能	备注
	介电强度	介电常数	最大工作温度	热导率	密度	
	MV/m 或 kV/mm	ε_r	℃	W/(m·℃)	kg/m³	
空气	3	1	2000	0.024	1.29	空气密度
氢气	2.7	1	—	0.17	0.09	在 0℃时是 101kPa
氮气	3.5	1	-	0.024	1.25	
氧气	3	1		0.025	1.43	
六氟化硫	30MV/m (在 400kPa 时)	1		0.014	6.6	
固体石棉	1		1600	0.4	2000	
石棉绒	1	—	1600	0.1	400	
爱斯开勒电介液体	12	4.5	120		1560	会成液体（restricted）
环氧树脂	20	3.3	130	0.3	1600～2000	
玻璃	100	5～7	600	1.0	2500	
氧化镁	3	4	1400	2.4	-	（粉末）
云母	40～240	7	500～1000	0.36	2800	
矿物油	10	2.2	110	0.16	860	
聚酯薄膜®	400	3	150	—	1380	小聚酯
尼龙	16	4.1	150	0.3	1140	聚酰胺
纸	14	4～7	120	0.17	1100	
尼龙	40	3.7	100～180	0.3	1100	
聚碳酸酯膜	25	3.0	130	0.2	1200	
聚乙烯	40	2.3	90	0.4	930	
聚酸亚胺	200	3.8	180～400	0.3	1100	
聚氨酯	35	3.6	90	0.35	1210	
聚氟乙烯（PVC）	50	3.7	70	0.18	1390	
瓷	4	6	1300	1.0	2400	
橡胶	12～20	4	65	0.14	950	
硅	10		250	0.3	1800～2800	
聚四氟乙烯	20	2	260	0.24	2200	

AX2 导体和绝缘体的电气、机械及热性能

材料	化学符号或成分	电气性能			机械性能			热性能		
		电阻率 ρ		温度系数	密度	屈服强度	极限强度	比热	热导性	终点
		0℃ nΩ·m	20℃ nΩ·m	at0℃ (×10^{-3})	kg/m^3 or g/dm^3	MPa	MPa	J/kg·℃	W/m·℃	℃
铝	Al	26.0	28.3	4.39	2703	21	62	960	218	660
黄铜	≈70% Cu, Zn	60.2	62.0	1.55	≈8300	124	370	370	143	960
碳石墨	C	8000 to 30 000	—	−0.3	≈2500			710	5.0	3600
康铜	54% Cu, 45% Ni, 1% Mn	500	500	−0.03	8900			410	22.6	1190
铜	Cu	15.88	17.24	4.27	8890	35	220	380	394	1083
金	Au	22.7	24.4	3.65	19 300		69	130	296	1063
铁	Fe	88.1	101	7.34	7900	131	290	420	79.4	1535
铅	Pb	203	220	4.19	11300		15	130	35	327
锰铜	84% Cu, 4% Ni, 12% Mn	482	482	±0.015	8410			—	20	1020
水银	Hg	951	968	0.91	13600	—		140	8.4	39
钼	Mo	49.6	52.9	3.3	10 200		690	246	138	2620
康乃尔铜-镍合金	30% Cu, 69% Ni, 1% Fe	418	434	1.97	8800	530	690	530	25	1360
镍铬铁合金	80% Ni, 20% Cr	1080	1082	0.11	8400		690	430	11.2	1400
镍	Ni	78.4	85.4	4.47	8900	200	500	460	90	1455
铂	Pt	9.7	10.4	3.4	21 400	—	—	131	71	1773
银	Ag	15.0	16.2	4.11	10 500	—	—	230	408	960
钨	W	49.6	55.1	5.5	19 300	—	3376	140	20	3410
锌	Zn	55.3	59.7	4.0	7100	—	70	380	110	420
空气	78% N_2, 21% O_2	—	—		1.29	—	—	994	0.024	—
氧气	H_2	—	—	—	0.090	—	—	14 200	0.17	—
二氧化碳	H_2O	—	2.5×10^{14}	—	1000	—	—	4180	0.58	0.0

AX3 铜线性能

线材号	裸导体直径		截面积		电阻		重量	应用于继电器、电磁铁、电动机、变压器等设备中的绝缘线的典型直径
	mm	mils	mm^2	cmils	25℃	105℃		mm
250 MCM	12.7	500	126.6	250 000	0.138	0.181	1126	
4/0	11.7	460	107.4	212 000	0.164	0.211	953	
2/0	9.27	365	67.4	133 000	0.261	0.341	600	
1/0	8.26	325	53.5	105 600	0.328	0.429	475	
1	7.35	289	42.4	87 700	0.415	0.542	377	
2	6.54	258	33.6	66 400	0.522	0.683	300	
3	5.83	229	26.6	52 600	0.659	0.862	237	
4	5.18	201	21.1	41 600	0.833	1.09	187	
5	4.62	182	16.8	33 120	1.05	1.37	149	
6	4.11	162	13.30	26 240	1.32	1.73	118	
7	3.66	144	10.5	20 740	1.67	2.19	93.4	
8	3.25	128	8.30	16 380	2.12	2.90	73.8	
9	2.89	114	6.59	13 000	2.67	3.48	58.6	3.00
10	2.59	102	5.27	10 400	3.35	4.36	46.9	2.68
11	2.30	90.7	4.17	8230	4.23	5.54	37.1	2.39
12	2.05	80.8	3.31	6530	5.31	6.95	29.5	2.14
13	1.83	72.0	2.63	5180	6.69	8.76	25.4	1.91
14	1.63	64.1	2.08	4110	8.43	11.0	18.5	1.71
15	1.45	57.1	1.65	3260	10.6	13.9	14.7	1.53
16	1.29	50.8	1.31	2580	13.4	17.6	11.6	1.37
17	1.15	45.3	1.04	2060	16.9	22.1	9.24	1.22
18	1.02	40.3	0.821	1620	21.4	27.9	7.31	1.10
19	0.91	35.9	0.654	1290	26.9	35.1	5.80	0.98
20	0.81	32.0	0.517	1020	33.8	44.3	4.61	0.88
21	0.72	28.5	0.411	812	42.6	55.8	3.66	0.79
22	0.64	25.3	0.324	640	54.1	70.9	2.89	0.70
23	0.57	22.6	0.259	511	67.9	88.9	2.31	0.63
24	0.51	20.1	0.205	404	86.0	112	1.81	0.57
25	0.45	17.9	0.162	320	108	142	1.44	0.51
26	0.40	15.9	0.128	253	137	179	1.14	0.46
27	0.36	14.2	0.102	202	172	225	0.908	0.41
28	0.32	12.6	0.080	159	218	286	0.716	0.37
29	0.29	11.3	0.065	128	272	354	0.576	0.33
30	0.25	10.0	0.0507	100	348	456	0.451	0.29
31	0.23	8.9	0.0401	79.2	440	574	0.357	0.27
32	0.20	8.0	0.0324	64.0	541	709	0.289	0.24
33	0.18	7.1	0.0255	50.4	689	902	0.228	0.21
34	0.16	6.3	0.0201	39.7	873	1140	0.179	0.19
35	0.14	5.6	0.0159	31.4	1110	1450	0.141	0.17
36	0.13	5.0	0.0127	25.0	1390	1810	0.113	0.15
37	0.11	4.5	0.0103	20.3	1710	2230	0.091	0.14
38	0.10	4.0	0.0081	16.0	2170	2840	0.072	0.12
39	0.09	3.5	0.0062	12.3	2820	3690	0.055	0.11
40	0.08	3.1	0.0049	9.6	3610	4720	0.043	0.1

参 考 文 献

书籍

下列书籍包含了各个专题的众多信息。由于具有重要影响，有些1980年前出版的书也在这里列出。

1. ANSI, 1997. AC High-voltage circuit breaker rated on a symmetrical current basis—preferred ratings and related required capabilities (C37.06). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronics Eng.
2. Arillaga, J. 1983. *High voltage direct current transmission.* London: Peregrinus Ltd.
3. ASTM, 1996. *Annual book of ASTM standards: Copper and copper alloys.* Philadelphia: American Society for Testing and Materials.
4. Bartnikas, R. 1987. *Engineering dielectrics.* Baltimore: ASTM.
5. Beeman, D. 1995. *Industrial power systems handbook.* New York: McGraw.
6. Bennet, W. R. Jr. 1994. *Health and low-frequency electromagnetic fields.* New Haven: Yale University Press.
7. Biddle, 1997. *Getting down to earth.* Dallas: Avo International Training Institute.
8. Bonneville Power Administration, 1976. *Transmission line reference book HVDC to ± 600 kV.* Palo Alto: Electric Power Research Institute.
9. Bose, B. K. 1981. *Adjustable speed ac drive systems.* Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.
10. Boylestad, R. D. 1996. *Introductory circuit analysis.* Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
11. Canadian Standards Association, 2000. *Metric Practice Guide Z 234.1-00.* Toronto: CSA.
12. Chapman, S. J. 1999. *Electric machinery fundamentals.* New York: McGraw.
13. Cogdell, J. R. 1996. *Foundations of electrical engineering.* Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
14. Crompton, T. R. 1995. *Battery reference book.* Boston: Butterworth-Heinemann.
15. Dorf, R. C. 1993. *The electrical engineering handbook.* Boca Raton, Florida, 33431: CRC Press.
16. Edison Electric Institute, 1998. *Statistical yearbook of the electric utility industry/1998.* Washington: Edison Electric Institute.
17. Elgerd, O. 1982. *Electric energy system theory: An introduction.* New York: McGraw.
18. Fink, D. G. 1993. *Standard handbook for electrical engineers.* New York: McGraw.
19. Finney, D. 1998. *Variable frequency ac motor drive systems.* London: Peregrinus Ltd.
20. Ford, R. A. 1996. *Homemade lightning.* New York: McGraw.
21. General Electric, 1975. *Transmission line reference book 345 kV and above.* New York: Fred Weidner and Son Printers Inc.
22. Gieras, J. F. and Wing, M. 1997. *Permanent magnet motor technology.* New York: Dekker.
23. Greenwood, A. 1991. *Electrical transients in power systems.* New York: Wiley.
24. Gyugyi, L. and Pelly, B. R. 1976. *Static frequency changers.* New York: Wiley.

25. Hamdi, E. S. 1994. *Design of small electrical machines.* New York: Wiley.

26. Harter, J. H. 1995. *Electomechanics.* Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.

27. Hingorani, N. G. and Gyugyi, L., 2000. *Understanding Facts.* Piscataway, N.J.: IEEE Press.

28. Holden, A. 1992. *The nature of solids.* Mineola, N.Y.: Dover.

29. IEEE, 1998. *IEEE recommended practices for establishing transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents* (C57.110). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

30. _____, ASTM 1997. *Standard for the use of the international system of units: The modern metric system.* Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

31. _____, 1994. *Power electronics and motion control proceedings of the IEEE.* Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.

32. _____, 1993. *Graphic symbols for electrical and electronics diagrams* (315). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

33. _____, 1993. *IEEE guide for transformer impulse tests* (C57.98). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

34. _____, 1993. *IEEE standard general requirements for liquid-immersed distribution, power, and regulation transformers* (C57.12.00). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

35. _____, 1993. *1993 Industry applications meeting Parts I, II, III Catalog No 93CH3366-2.* Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.

36. _____, 1992. *IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems* (519). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

37. _____, 1992. *IEEE standard practices and requirements for thyristor converters for motor drives* (444R1992). Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

38. _____, 1992. *The new IEEE standard dictionary of electrical and electronics terms.* New York: Wiley.

39. _____, 1991. *IEEE recommended practice for grounding of industrial and commercial power systems* (141). New York: Inst. Electrical and Electronic Eng.

40. Jackson, H. W. and White, P. A. 1988. *Introduction to electric circuits.* Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.

41. Kazimierczuk, M. K. and Czarkowski, D., 1995. *Resonant power converters.* New York: Wiley.

42. Kenjo, T. 1994. *Stepping motors and their microprocessor controls.* New York: Oxford.

43 _____, and Nagamori, S. 1985. *Permanent magnet and brushless dc motors.* New York: Oxford.

44. Kimbark, E. W. 1995. *Power system stability.* Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronic Eng.

45. _____, 1971. *Direct current transmission.* Melbourne, FL: Krieger.

46. Kloss, A. 1984. *A basic guide to power electronics.* New York: Wiley.

47. Leonhard, W. 1995. *Control of electrical drives.* New York: Springer-Verlag.

48. Matsch, L. W. 1986. *Electromagnetic and electromechanical machines.* New York: Wiley.

49. Maxwell, J. C. 1891. *A treatise on electricity and magnetism, volumes 1 and 2.* Mineola, N.Y.: Dover.

50. McPartland, J. F. and McPartland, B. 1993. *McGraw-Hill's national electrical code handbook.* New York: McGraw.

51. Miller, T. J. E. 1989. *Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives.* New York: Oxford.

52. Moczala, H. 1998. *Small electric motors* ISBN 0 852 96 921 X. U.K.: The Institution of Electrical Engineers.

53. Moohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. 1995. *Power electronics.* New York: Wiley.

54. Moskowitz, L. R. 1995. *Permanent magnet and application handbook.* Melbourne, FL: Krieger.

55. Nailen, R. L., 1996. *Managing Motors.* Chicago: Barks Publications.

56. National Fire Protection Association. 1993. *National electrical code 1993.* Quincy, MA: Delmar.

57. NEMA, 1993. *Motors and generators* (ANSI-NEMA No. MG1.-1993). Washington: National Electrical Manufacturers Association.

58. _____, 1970. *Electrical insulation terms and definitions.* Washington: Insulating materials division, National Electrical Manufacturers Association.

59. Ogorkiewicz, R. M. 1970. *Engineering properties of thermal plastics.* Ann Arbor, MI: Bks Demand.

60. Paice, D. A. 1996. *Power electronic converter harmonics.* Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.

61. Pelly, B. R. 1971. *Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters.* New York: Wiley.

62. Piron, D. L. 1994. *The electrochemistry of corrosion.* Houston: Nace International.

63. Rajashekara, K. and Kawamura, A. 1996. *Sensorless control of ac motor drives.* Piscataway, N.J.: Inst. Electrical and Electronics Eng.

64. Ramshaw, R. S. 1993. *Power electronics semiconductor switches.* London: Chapman and Hall/Halsted P. R.

65. Rashid, M. H. 1993. *Power electronics.* Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.

66. Richardson, D. V. and Caisse, A. J. 1997. *Rotating electric machinery and transformer technology.* Reston: Reston Publ. Co.

67. Sandford, R. L. and Cooter, I. L. 1962. *Basic magnetic quantities and measurement of the magnetic properties of materials.* Washington: Nat. Bur. Stds., U.S. Dept. Comm.
68. Shugg, W. T. 1995. *Handbook of electrical and electronic insulating materials.* Piscataway, N.J.: Inst. of Electrical and Electronic Eng.
69. Steinmetz, C. P. 1915 *Lectures on electrical engineering, volumes 1, 2, 3.* Mineola, N.Y.: Dover.
70. Stevenson, W. D. Jr. 1981. *Elements of power system analysis.* New York: McGraw.
71. Tarnawicky, M. Z. 1971. *Manitoba power conference EHV-DC.* Winnipeg: University of Manitoba.
72. TVA, 1975. *Annual report of the Tennessee Valley Authority, Volume II-appendices.* Knoxville: Tennessee Valley Authority.
73. Uhlmann, E. 1975. *Power transmission by direct current.* New York: Springer-Verlag.
74. Uman, M. A. 1969. *Lightning.* Mineola, N.Y.: Dover.
75. Underwriters Laboratories, 1997. *Ground-fault circuit interrupters* (UL943). Northbrook, IL: Underwriters Laboratories Inc.
76. _____, 1978. *Systems of insulating materials* (UL1446). Northbrook, IL: Underwriters Laboratories Inc.
77. Vas, P. 1990. *Vector control of ac machines.* New York: Oxford.
78. Veinott, C. G. 1972. *Computer-aided design of electrical machinery.* Cambridge: MIT Pr.
79. Vielstich, W. 1970. *Fuel cells.* Ann Arbor, MI: Bks Demand.
80. Viollette, J. L. N. and White, D. R. S. 1987. *Electromagnetic compatibility handbook.* New York: Van Nostrand Reinhold.
81. Vinal, G. W. 1955. *Storage batteries.* New York: Wiley.
82. Vithayathil, J. 1995. *Power electronics.* New York: McGraw.
83. Webb, J. W. and Reis, R. A. 1995. *Programmable logic controllers.* Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
84. Westinghouse, 1965. *Electric utility engineering reference book.* Pittsburgh: Westinghouse Electric Corp.
85. _____, 1964. *Electrical transmission and distribution reference book.* Pittsburgh: Westinghouse Electric Corp.
86. Wildi, T. 1995. *Metric units and conversion charts.* New York: Wiley.
87. Wright, A. and Newbery, P. G. 1982. *Electrical fuses.* London: Peregrinus.

论文与技术报告

1. Allan, J. A. et al 1975. Electrical aspects of the 8750 hp gearless ball-mill drive at St. Lawrence Cement Company. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1A-11, No. 6: 681–687.
2. Allan, R. (ed). 1975. Power semiconductors. *Spectrum.* Nov.: 37–44.
3. American National Standard, 1979. Standard nominal diameters and cross sectional areas of AWG sizes of solid round wires used as electrical conductors. *ANSI/ASTM B* 258–65 (Part 6): 536–542.
4. Apprill, M. R. 1978. Capacitors reduce voltage flicker. *Electrical World* 189, No. 4: 55–56.
5. Bachmann, K. 1972. Permanent magnets. *Brown Boveri Rev.* 9: 464–468.
6. Balzhiser, R. E. 1977. Capturing a star: Controlled fusion power. *EPRI Journal* Dec.: 6–13.
7. Beaty, H. W. 1978. Charts determine substation grounds. *Electrical World* 189, No. 2: 56–58.
8. Beaty, H. W. (ed). 1978. Underground distribution. *Electrical World* 189, No. 9: 51–66.
9. Beutler, A. J. and Staats, G. 1969. A 100 000-Joule system for charging permanent magnets. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-5, No. 1: 95–100.
10. Brown Boveri Review. *Electric Drives.* May/June 1967, Vol 54, No. 5/6 215–337. Baden, Switzerland.
11. Brown Boveri Review. *Frequency Conversion.* August/September, 1964, Vol 51, No. 8/9 519–554. Baden, Switzerland.
12. Creek, F. R. L. 1976. Large 1200 MW four-pole generators for nuclear power stations in the USA. *GEC J. Sc. and Tech.* 43, No. 2: 68–76.
13. Dalziel, C. F. 1968. Reevaluation of lethal electric currents. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-4, No. 5: 467–475.
14. Drake, W. D. and Sarris, A. E. 1968. Lightning protection for cement plants. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, No. 1: 57–67.
15. Duff, D. L. and Ludbrook, A. 1968. Semiconverter rectifier go high power. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, No. 2: 185–192.
16. DuPont, 1972. "Tefzel" ETFE fluoropolymer: An exciting new resin. *Journal of "Teflon"* 13: No. 1.
17. Electrical World 1978. Statistical Report. *Electrical World* 189, No. 6: 75–106.
18. Elliott, T. C. (ed). 1976. Demand control of industry power cuts utility bills, points to energy savings. *Power* 120, No. 6: 19–26.
19. Engstrom, L., Mutanda, N. M., Adams, N. G. and Flisberg, G. 1975. Refining copper with HVDC. *Spectrum* 12, No. 12: 40–45.
20. Fagenbaum, J. 1980. Cogeneration: An energy saver. *Spectrum* 17, No. 8: 30–34.

21. Fickett, A. 1976. Fuel cells—versatile power generators. *EPRI Journal*, April: 14–19.
22. Finley, W. R. 1994. *Troubleshooting Motor Problems*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5 September/October. New York. Inst. Electrical and Electronic Eng.
23. Friedlander, G. D. 1977. UHV: Onward and upward. *Spectrum* 14, No. 2: 57–65.
24. Gaupp, O., Linhofer, G., Lockner, G. and Zanini, P., 1995. Powerful Static Frequency Converters for Transalpine Routes., *ABB Review*, 5/95 4–10.
25. Gazzana-Priaroggia, P., Piscioneri, J. H. and Margolin, S. W. 1971. The Long Island Sound submarine cable interconnection. *Spectrum* 8, No. 10: 63–71.
26. Goodbrand, W. and Ross, C. A. 1972. Load-rejection testing of steam turbine generators. *Ontario Hydro Rsrch Qtly.* 24, No. 2: 1–7.
27. Graf, K. 1973. AC pump drives with static-converter slip-power recovery system for the Lake Constance water supply scheme. *Siemens Rev.* XL: 539–542.
28. Gyugyi, L., Schauder, C. D., Williams, S. L., Reitman, T. R., Togerson, D. R. and Edris A. 1995. The Unified Power Controller: A New Approach to Power Transmission Control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 2: 1085–1097, April 1995.
29. Hand, C. (ed). 1977. Batteries. *Canadian Electronics Engineering*, May: 19–28.
30. Harris, S. W. 1960. Compensation dc motors for fast response. *Control Engineering* Oct. 1960: 115–118.
31. Herbst, W., Käuferle, F. P. and Reichert, K. 1974. Controllable static reactive power compensation. *Brown Boveri Rev.* 61: 433–439.
32. Hoffmann, A. H. 1969. Brushless synchronous motors for large industrial drives. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-5, No. 2: 158–162.
33. Holburn, W. W. 1970. Brushless excitation of 660 MW generators. *Journal of Science and Technology*, 37, No. 2: 85–90.
34. Hossli, W. (ed). 1976. Large steam turbines. *Brown Boveri Rev.* 63: 84–147.
35. IEEE, 1994. *Power Electronics and Motion Control*. Proceedings of the IEEE, New York: Inst. Electrical and Electronic Eng.
36. Iwanusiw, O. W. 1970. Remanent flux in current transformers. *Ont. Hydro Rsrch Qtly.* 3rd Qtr: 18–21.
37. Jacobs, A. P. and Walsh, G. W. 1968. Application considerations for SCR dc drives and associated power system. *IEEE Trans Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, No. 4: 396–404.
38. Javetski, J. 1978. Cogeneration. *Power.* 122, No. 4: 35–40.
39. Joos, G. and Barton, H. B. 1975. Four quadrant DC variable-speed drives-design considerations, *Proc. IEEE*, 63, No. 12: 1660–1668.
40. Joyce, J. S. 1974. Factors influencing reliability of large generators for nuclear power plants. *IEEE Trans. Pwr App. Syst.*, PAS-93, No. 1: 210–219.
41. Kolm, H. H. and Thornton, R. D. 1972. Electromagnetic flight. *Scientific American*, 229, No. 4: 17–25.
42. Krick, N. and Noser, R. 1976. The growth of turbogenerators. *Brown Boveri Rev.* 63: 148–155.
43. Kronenberg, K. J. and Bohlmann, M. A. 1968. Stability of permanent magnets. *Applied Magnetics; Indiana Current Corp.* 15, No. 1.
44. Lee, R. H. 1975. The effect of color on temperature of electrical enclosures subject to solar radiation. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1A-11, No. 6: 646–653.
45. Lengyel, G. 1962. Arrhenius theorem aids interpretation of accelerated life test results. *Can. Electronics Engineering.* Nov.: 35–39.
46. Lyman, J. (ed). 1975. Battery technology. *Electronics.* April: 75–82.
47. Machine Design, 1979. Electrical and electronics reference issue. *Machine Design Magazine* 51, No. 11: entire issue.
48. Manian, V. S. 1971. Electric water heaters for high-usage residences. *Ontario Hydro Rsrch Quarterly*, 3rd quarter: 7–13.
49. McCormick, L. S. and Hedding, R. A. 1974. Phase-angle regulators optimize transmission line power flows. *Westinghouse Engineer.* July: 87–91.
50. McLaughlin, M. H. and Vonzastrow, E. E. 1975. Power semiconductor equipment cooling methods and application criteria. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1A-11, No. 5: 546–555.
51. Matta, U. (ed). 1975. Industrial electro-heat. *Brown Boveri Rev.* 62: 4–67.
52. Methé, M. 1971. The distribution of electrical power in large cities. *Canadian Engineering Journal*, October: 15–18.
53. Minnick, L. and Murphy, M. 1976. The breeder—when and why. *EPRI Journal* March 6–11.
54. Moor, J. C. 1977. Electric drives for large compressors. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1A-13, No. 5: 441–449.
55. Patterson, W. A. 19977. The Eel River HVDC scheme. *Can. Elec. Eng. J.* 2, No. 1: 9–16.
56. Quinn, G. C. 1977. Plant primary substation trends. *Power* 121, No. 3: 29–35.
57. Rieder, W. 1971. Circuit breakers. *Scientific American* 224, No. 1: 76–84.
58. Robichaud, G. G. and Tulenko, J. S. 1978. Core design: Fuel management as a balance between in-core efficiency and economics. *Power* 122, No. 5: 52–57.

59. Robinson, E. R. 1968. Redesign of dc motors for applications with thyristors power supplies. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1GA-4, No. 5: 508–514.
60. Schauder, C. D., Gernhardt, M., Stacy, E., Cease, T. W. and Edris, A. 1995. *Development of ±100 Mvar Static Condenser for Voltage Control of Transmission Systems. IEEE Transactions on Power Delivery,* Vol. 10, No. 3: 1468–1496, July 1995.
61. Schonung, A. and Stemmler, H. Static frequency changers with "subharmonic" control in conjunction with reversible variable speed drives. Brown Boveri Rev. September, 1964, 555–577.
62. Schwieger, R. (ed). 1978. Industrial Boilers—what's happening today. *Power* 122, No. 2: 1–24.
63. Sebesta, D. 1978. Responsive ties avert system breakup. *Electrical World* 180, No. 7: 54–55.
64. Selzer, A. 1971. Switching in vacuum: A review. *Spectrum* 8, No. 6: 26–37.
65. Sullivan, R. P. 1978. Uranium: Key to the nuclear fuel cycle. *Power* 122, No. 4: 58–63.
66. Summers, C. M. 1971. The conversion of energy. *Scientific American* 224, No. 3: 148–160.
67. Urbanek, J., Piwko, R. J., Larsen, E. V., Damsky, B. L., Furumasu, B. C., Mittlelstadt, W. and Eden, J. D. 1993. *Thyristor Controlled Series Compensation-Prototype Installation at Slatt 500 kV Substation. IEEE Transactions on Power Delivery,* 1460–1469, July 1993.
68. Vendryes, G. A. 1977. Superphénix: A full-scale breeder reactor. *Scientific American* 236, No. 3: 26–35.
69. Waldinger, H. 1971. Converter-fed drives. *Siemens Rev.* 38: 387–390.
70. Woll, R. F. 1977. Electric motor drives for oil well walking beam pumps. *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.* 1A-13, No. 5: 437–441.
71. Woll, R. F. 1975. Effect of unbalanced voltage on operation of polyphase induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1A-11, No. 1: 38–42.
72. Woll, R. F. 1964. High temperature insulation in ac motors. *Westinghouse Engineer* Mar. 1964: 1–5.
73. Woodson, R. D. 1971. Cooling towers. *Scientific American* 224, No. 5: 70–78.
74. Zimmermann, J. A. 1969. Starting requirements and effects of large synchronous motors. *IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl.* 1GA-5, No. 2: 169–175.

网址

主题与网址

下列网址提供了涵盖本书各主题的有用信息。这些网址除了列出的主题外，通常也以另外的主题出现。

电池

http://www.saftbatteries.com
http://www.exideworld.com

电缆

http://www.pirelli.com
http://www.usawire-cable.com

教育

http://www.asee.org
http://www.ieee.org
http://www.abet.org
http://www.asme.org
http://www.astm.org
http://standards.ieee.org/catalog/sol
http://www.abb.com/abbreview
http://www.electricityforum.com
http://www.labvolt.com
http://www.epri.com
http://www.prenhall.com

电动汽车

http://www.eaaev.org
http://www.aerovironment.com

燃料电池

http://www.nfcrc.uci.edu
http://www.ballard.com

磁铁

http://www.magnetweb.com
http://www.stanfordmagnets.com
http://www.magnetsales.com

电机控制（熔丝）

http://www.littlefuse.com
http://www.bussmann.com

电机控制（起动器、PLC）

http://www.ab.com
http://www.omron.com

单相电动机

http://www.baldor.com

三相电动机

http://www.usmotors.com
http://www.baldor.com
http://www.reliance.com

电动机与发电机
http://www.usmotors.com
http://www.baldor.com
http://www.micromo.com
http://www.jenkins.com

专利与商标
http://patents.uspto.gov/
http://patents1.ic.gc.ca

电力电子技术
http://www.irf.com
http://www.ixys.com
http://www.siliconix.com
http://www.pwrx.com

电力系统
http://www.tva.com
http://www.eei.org
http://www.ieee.org/power
http://www.hydroquebec.com
http://www.alstom.com
http://www.edf.com
www.eia.doe.gov

电阻器
http://www.ohmite.com
http://www.bourns.com
http://www.vishay.com

变压器
http://www.ustransformer.com
http://www.advancedcomponents.com
http://www.ge.com

变频调速器
http://www.tbwoods.com
http://www.rockwell.com
http://www.abb.com

互联网使用的特殊信息
http://bobalden.com

Bob Alden 多年来一直借助互联网进行 4 门大学课程的教学，他开设了一个专栏“与 Bob Alden 一起漫游信息高速公路”，已在 1992 ～ 2002 年 IEEE 出版物“学会”上发表，这些文章均可在他的网站上找到。Bob Alden 已从 McMaster 大学退休，目前是网络顾问，活跃在 IEEE 的各个领域。

本书及Theodore Wildi其他著作的相关信息可参见

http://www.wildi-theo.com
e-mail wildi@wildi-theo.com

欢迎您提出问题与建议

习题答案

注：下面的数字答案精确到±1%。答案前面是符号的则精确到±5%。

第1章

7. MW 8. TJ 9. mPa 10. kHz 11. GJ 12. mA 13. μWb 14. cm 15. L 16. mg 17. μs 18. mK 19. mrad 21. mT 22. mm 23. r 24. MΩ 33. mL 34. L/s or m^3/s 35. Hz 36. rad 37. Wb 38. kg/m^3 39. W 40. K or ℃ 41. kg 62. 11. 95yd^2 63. 126. 9mm^2 64. 2. 549in^2 65. 6. 591mm^2 66. 2. 59km^2 67. 76. 77Btu/s 68. 0. 746kW 69. 7. 079m^3 70. 13. 56×10^6μJ 71. 4. 536kgf 72. 0. 93T 73. 12kilogauss 74. 1. 417kg 75. 6049. 6A/m 76. 3. 107miles 77. 288 000C 78. 111. 2N 79. 11. 34kg 80. 6615lb 81. 0. 001Wb 82. 8304kg/m^3 83. 67. 7mbar 84. 1. 378×10^6Pa 85. 482. 3×10^3N/m^2 86. 1. 57rad/s 87. 393K 88. 366. 3K 89. 120K 90. 1. 67，50，0. 33 91. 10. 4A，231Ω 92. 3. 3kΩ 93a. 402 93b. 0. 076 93c. 16m^2 93d. 64m^3 93e. 93. 75 93f. 3. 24×10^5

第2章

2a. E_{16}=−80V 2b. E_{25}=+80V 2c. E_{52}=0 3. +20V，0V，−30V，+30V 4. 20V 5. 1. 8V 7. 320，160，112 8. 3840A 9a. 960N 9b. 960N 9c. no 10b. 31. 3V，141V，−200V 11. 70. 7A 12a. 12A 12b. 169. 7V 12c. 1440W 12d. 2880W 13. 23Hz 14. 1. 67ms 15a. I_1 滞后 I_3 60° 15b. I_3 滞后 I_2 90° 15c. E 滞后 I_1 150° 16c. 2400W，−800W 17b. 120V 18. box A 19. no 20. −17. 3V，8. 13V

第3章

1. 392N 2. 2940J 4. 60N·m 5. 251kW，336hp 6. 10. 8kW，14. 5hp 7a. 100kW，134hp 7b. 83. 3% 7c. 68 256Btu/h 8. 415. 7J 9a. 1096J 9b. 3288J 9c. 242kJ 11b. 50N·m 13. zero 14. 209W 15. 209W 16. 1. 89kW，2. 53hp 17a. 13. 1N·m 17b. 88. 8kJ 17c. 2195W 17d. 2400W 18a. 1222N·m 18b. 1332N·m 19a. 475N·m 19b. 4455N 20. 3. 04MJ 21. 7. 68MJ 22. 1568N·m，239r/min 23. 1568N·m，47. 8r/min

第4章

9a. 103V 9b. 288W 9c. 10. 4N·m 10a. E_{NL}=138V 10b. 极性反向 10c. 电压增加少于10% 11a. 5000A 11b. 7800A 12. 2A 13. A=18V，B=18V，C=18V 14. 在90° E_A=20V，在120° E_A=18V 16. 276. 5V 17a. 12个电刷组 17b. 150A 19. E_{XY}为(+) 20a. E_{34}为(−) 21a. 292V 21b. 0. 436T 21c. 530μs 23a. 333A 23b. 83. 25A

第5章

9a. 221V 9b. 13 800W 9c. 13. 26kW，17. 8hp 10a. 1533A 10b. 1. 85Ω 11a. 2975A 11b. 2400A 12. 144V，9. 6V 13a. 11. 7kW，94% 13b. 10A 13c. 8mΩ，223V 13d. less than 4A 14a. 0. 48Ω 14b. 30kW，1. 9kW，0kW 15a. 0. 96Ω 15b. 45kW，8. 43kW，0kW 16a. 17. 8kg/m^2 16b. 140kJ 16c. 70kJ

第6章

8. 180℃ 9. 131. 4kW，547A 10. 22. 8hp 11. 882A 12a. 28℃ 12b. 88℃ too hot 14. 47. 2% 15. 10. 4kW，14hp 16. <155℃，<145℃，<129℃ 17a. 139℃ 17b. 108℃ 18. 1year 19a. 2. 28A/mm^2 19b. 13. 4W/kg 20a. 58. 7W/kg 20b. 985cmil/A 21. 26. 2kW，35hp 22. 64年 23. ~768h

第7章

2. 100kV·A 6. 64. 3% 7. 667kV·A，291kvar 8. 4. 34kvar 9a. 1440W 9b. 1440V·A 9c. 2880W 9d. 1/120s 10a. 1440var 10b. 1440V·A 10c. 1440W 10d. 1440W 10e. 1/240s 11a. A是有功电源 11b. C是有功电源 11c. F是无功电源 11d. J是无功电源 11e. L是有功电源 11f. M是无功电源 12. 7. 2A，9. 6A 13. 0. 72，2665var 14a. 2765W 14b. 745var 14c. 2864V·A 14d. 11. 9A 14e. 96. 5% 15a. 3. 71Ω 15b. 6. 32Ω 15c. 12. 16Ω 16a. 320kW 16b. 240kvar 17a. 1200W 17b. 500var 17c. 1300V·A 17d. 0. 923 18a. 2kW 18b. zero 19. 900var 20a. 2765W 20b. 3512V·A 20c. 0. 787 21a. 3845var 21b. −4000var 21c. 769W 21d. 784. 5V·A 22a. 102V 22b. 20. 4Ω 23a. 519. 6W and 300var，均由B流

向 A 23b. 519.6W 由 D 到 C，300var 由 C 到 D

第 8 章

1. 4157V 2a. −100，0，50，50，−86.6V
2b. ＋，0，−，−，＋，2c. 50，−86.6，−100，50，86.6V 3. yes 4a. 358V 4b. 23.87A
4c. 25.6kW 5a. 694A 5b. 13.2kV 5c. 9.16MW
5d. 27.5MW 5e. 19Ω 6a. a -- b c 6b. yes
7. 26kV·A 8. 120V 9a. 13kW 9b. 6.5kW
10. 单相 11a. 41.6A 11b. 41.6A 11c. 2.89Ω
12a. 160Ω 12b. 480Ω 13. 0.9Ω 14. 8Ω
15a. 89.5% 15b. 62.3kV·A 15c. 37.2kvar
15d. 80.2% 16a. 146kW，7.78kvar，16.5kV·A
16b. 270V 17a. XZY 18a. 5A 18b. 19.9kvar
19. 灯连到 Z 20. 20kW 21a. 18A 21b. 130A
21c. 72.1A 22. 18.3A 23a. 4.63Ω，3.44Ω 23b. 36.7°
24a. 9.6Ω 24b. 7.72Ω，5.79Ω 25a. 6.1kV·A
25b. 82% 26a. 21.3kW 26b. 18.1kW
26c. 63.9kW·h 27a. 15.5% 27b. 88.4A

第 9 章

1a. 2A 1b. 2.83A 1c. 1415A 1d. 0.9mWb
2. 472A，0.3mWb 4a. 360V 4b. 30A 4c. 18A
4d. 10 800W 4e. 10 800W 5. 33.3Ω
6. 400V，0.02A

第 10 章

11. 120V 12. 60kV 13a. 110.4V 13b. 0.353A，22.08A 14. 2.42kW，11A，22A 15. 50A，1250A 16. 1.88mWb 18a. 144V 18b. 2.25mWb
18c. 0.9mWb 19a. 零 19b. 520V 19c. 累积
20a. 短路 23a. 72Ω 23b. 0.115Ω 24a. 126.4V
24b. 5.22A，95A 25a. 466.9kW 25b. 466.9kW，99.1% 27. 9mWb 29a. 84.1Ω 29b. 3.04%
29c. 23.36mΩ 29d. 3.04% 29e. 976W
29f. 1.3%，2.75% 30a. 1.9Ω，36.6Ω
30b. 453.6Ω 30c. 8.4% 31. 99.08%
32a. 28.9W/kg 32b. 156W/kg

第 11 章

5. 300 匝 6. 0.2V 7. 1300kV·A 8. HI-X2 或 H2-X1 一起 9. 92kV·A 10. 13mA 11a. 0.45V
11b. 2.25mV 11c. 250A/5A

第 12 章

2a. 20.8A，433A 2b. 20.8A，250A 3. 1506A，65kA 4. 17.7kA，2175A 5a. 1278A 5b. 是
6a. 三角洲 6b. 577A，48.1A 6c. 333A，27.8A 7a. 236kV·A 7b. 1.89kV 8a. no
8b. 433kV·A 9a. 347 600 347V

第 13 章

7. no 10a. 360r/min 10b. no 10c. 20
12. 936A，156A，55A 15a. 600r/min
15b. 564r/min 16a. 3V，45Hz 16b. 0.67V，10Hz
16c. 1V，15Hz 17a. 15A，90A，5.25A
17b. 882r/min，812N·m 18. 97.2A 19a. 120V，30Hz
19b. 60V，15Hz 19c. 960V，240Hz 20a. −8.66A，8.66A，0 20b. 86.6A 21. 3，slot 1 to slot 8
22a. 23.56m/s 22b. 3.3V 22c. 196.35mm
23a. 87.9% 23b. 2298kW 23c. 34.5kW
23d. 2251kW，30.3kN·m，96% 26. 1500A，75N
27. 20N 28. 38kW 29a. 4.49mΩ，68.9mΩ
29b. 1067V，40Hz；16V，0.6Hz 29c. 1035kvar
29d. 2.07kW 29e. 50kW 30a. 18.6Mvar 30b. 670kW
30c. 1498kW 30d. 0 30c. 23.8kN·m
31a. 400V 31b. 508mΩ，314kW 31c. 455A
32. 264.5mm 34. 100mm，120kW

第 14 章

10. 78% 12a. 3hp 12b. 54 or 56
13. 438，280，315ft·lb；zero，675，765r/min
14a. 3.8kW 14b. 586r/min 14c. 222.4kW
14d. 5.3kW 15a. 140Hz 15b. 54kW
15c. 23.8kvar 15d. 65.6A 15e. 100hp
16a. 1109A 16b. 434kW 16c. 90.2kW
16d. 5212A，83.5kN·m 16e. 43.3kN·m
17. 4.7℃ 18a. 39.4s 18b. 105 000Btu
19a. 456V，1740r/min 19b. ～16hp
20a. 设计 D 20b. 一样 21a. 54.5mΩ
21b. 2.23Ω 22a. ～1100N·m 22b. 11.4kg·m^2
23. 270kJ 24a. 795kg，1509lb·ft^2 24b. 810r/min，260ft·lb 24c. 702ft·lb 25a. 916N·m
25b. 1.3s 25c. 11.3kJ 25d. 6.7s 26a. 134r/min
26b. 11∶1 26c. 358A 26d. 50t 26e. 728MJ
26f. 39min 26g. 91kW·h

第 15 章

2a. 5.05Ω，82° 2b. 811r/min 2c. 45.4A
2d. 332N·m 3a. yes，366N·m 3b. no，as a brake，35N·m 4. 26.7Ω，202Ω 5. 0.4Ω，0.5Ω，1.48Ω，268N·m 6. 37.9kN·m，2.4kN·m 7. 13.9N·m，35.5N·m 8. 10.5N·m，42.6N·m

第 16 章

3a. 20 极 3b. 360r/min 4. 增加 6. 12 极 7. 4
8a. 下降 8b. 下降 8c. 增加 9a. 7500V，50Hz
9b. 37.5V，0.25Hz 12a. 150A 12b. 50A
13. 2400V 14b. 0，353，600，750，600，0kW
15. 807mm 16a. 145H 16b. 192Ω 16c. 144Ω
16d. 10A 10e. 1750V 16f 3.031V
16g. 57.6kW 16h. 36.9° 17. 16kV 18a. 44.56°
18b. 2.475° 18c. 7.87in 19a. 0.45Ω 19b. 0.412Ω
19c. 916 19d. 1.09 20a. 8130kW 20b. 720kW
20c. 24.23MN·m 20d. 22.7℃ 21. 0.409T

22a. 126MW 22c. 85.7%超前 23a. 228.5MW 23b. 7230A 24. 0W，发出 63.3Mvar to the bus 25a. 236r/min 25b. 108°，1944° 26a. 40 26b. 180 26c. 1.5 26d. 1.73in 26e. 3.7Ω，3565W

第 17 章

7. 2300hp 9a. 2217kV·A 9b. 90.2% 9c. 956kvar 9d. 32poles 11a. 333A 11b. 3H 12. 500r/min 14a. 36.9° 14b. 2.16MW 14c. 100% 14d. zero 15a. 300A，0° 15h. 720kvar 发出 17a. 3457kV·A 17b. 289A 17c. 5889V 17d. 1.44° 17e. 1569kvar 17f. 9150hp 18a. 4741V 18b. 32.8° 19a. 14.6Ω，1594V19b. 6807ft·lb 19c. 142A 20a. 4269kW，45.3kN·m 20b. 1704kW，36.2kN·m 20c. 40.7kN·m 20d. ～83s

第 18 章

9a. 14A，14A 9b. 33.8° 9c. 26.8A 9d. 70.7% 10a. no 10b. 不过热 12a. 50Hz 12c. 4.26J 13a. 8mhp 13b. 55% 13c. 0.28 13d. 0.79pu，1.06pu 14a. 4.42fi·lb 14b. 4.44pu 14c. zero 14d. 2.5pu 15a. 157.5V 15b. 93.2° 16a. 0.577A 16b. 86.6% 滞后 16c. 30W 16d. 37% 17a. 1.94Ω 17b. 21.2A，84V 17e. 3.2N·m

第 19 章

4. 1152 6. 30° 8. 对 9. 240ms 10. 0.001 75in 11a. 144W 11b. 78.5W 12a. 30mN·m 12b. 0.79mhp 12c. 1.77J 14. 437.5r/min 15a. 1.5ms 15b. 4.5ms 15c. 0.23A 16a. 7.2° 16b. 3.6° 16c. 1.8° 18a. 3000r/min，0.93hp 18b. 13ms 18c. 0.16ms

第 20 章

10a. 1 象限 10b. 4 象限 11. 6.3hp 12. 26V，7.5Hz 13a. 40A 13b. 120A 13c. 40A 或 113A 14a. 2 或 4 14b. 分别为 1 或 3 14c. 分别为 4 或 2 15. 顺时针 16a. 2min 16b. 5s 18. 208 天 22. 28s 23a. 18.85kW 23b. 11.3kW 23c. 30.15kW 24. 1.57，16，12.57kW 25a. 345V，45Hz 25b. 633V，82.5Hz 26. 38V，5Hz 28a. 30A 28b. 4.29bp 28c. 63.7N·m 28d. 56.4ft·lb 29b. 10Hz 30a. 834ft·lb，358fi·lb 30b. 149fi·lb 31a. 307V，40Hz 31b. 67.3kJ 31c. 29.9kJ 32b. 29.5fi·lb 33. 282V

第 21 章

6a. 1620V 6b. 200A 6c. 600A 7a. 3240V 7b. 200A 8a. 540V 8b. 540V 8c. 1BA 8d. 9A 8e. 9720W 9a. 150V 9b. 3.75A 10. 45kW 11a. 0.72kW 11b. 99.96% 12a. 负 12b. 增加 13a. 36A 13b. 170V 13c. ＞65J 13d. 0.1H 13e. 170V 14a. 324V 14b. 243kW 14c. 750A 14d. 5.55ms 14e. 612A 14f. 零 148. 45.4V 15a. 24kW 15b. 24kW 15c. 12a 15d. 400A 15e. 300Hz 15f. 167Ω 16a. 零 16b. 77.7° 16c. 102.3° 17a. 14kV 17b. 6.3MW 17c. 367A 17d. 23.5Mvar 18a. 40kV 18b. －14.64kV 18c. 54.64kV 19a. 40A 19b. 24kW 19c. 零 19d. 100% 19e. 零 20a. 12.66A 20b. 4.7kW 20c. 70% 20d. 10.6kV·A 20e. 44% 20f. 63.5% 20g. 5.72kvar 21. 6.25mH 22a. 340V 22b. 147° 22c. 30.4A 23. 1/24s 24a. 3.29V·s 24b. 0.47H 25a. 120A 25b. 48kJ 25c. 4kW 26a. 120A 26b. 80A 26c. 200A 26d. 160A 27a. 135.2° 27b. 57.5kW 27c. 57kvar

第 22 章

3. 91Hz 4a. 626V 4b. 169kW 4c. 90A 4d. 220hp 8a. 200V 8b. 283V 8e. 2A 9a. 31.3° 9b. 5.1kvar 9c. 28.6A 9d. 113V 10a. 85.1° 10b. 16.8kvar 11a. 343A 11b. 146° 12a. 300V 12b. 315V 13a. 150A 13b. 75V 13c. 60V 14a. 零 14b. 150A 14c. 15V 15a. 100.7° 15b. 87.3° 16a. 232A，240A 16b. 700V 17a. 192V 17b. 250A 19a. 0.029 76 19b. 164A 19c. 0.045 76，249A 19d. 电流谐波变大，电流在＋2047～－807A 之间振荡 20a. 44V 20b. 44V 20c. 14Hz 20d. 14Hz 20e. 220W 20f. 2，5N·m 21b. 2880μF 22a. 24V 22b. 97.8° 22c. 7340var

第 23 章

3. 230V，30Hz 4a. 1620r/min 4b. 8.78N·m 5. 600r/min 10a. 8Hz 10b. 42V 11a. 50ms 11b. 13ms 12a. 8N·m，1080r/min，1.2hp 12b. 3.5N·m，720r/min，0.35hp 13a. 16.5hp 13b. 39.5° 13c. 12.4kvar 15a. 141A 15b. 422A 15c. 566V 15d. 46.7Hz 17a. 20.7W 17b. 36.3W 18. 194V 19a. 3600r/min 19b. 15kW 19c. 337V 19d. 7.6Ω，15kW 20. 325μs 21a. 115V，15Hz 21b. 85A 22. 31.8A 23. 50V，15Hz

第 24 章

7. 1176MW 11a. $41.2\times10^3 m^3/s$ 11b. 40 400MW 11c. $312mi^3$ 12. 15.6h 13a. 60MW，50MW 13b. 80MW，30MW 14a. 5400MW 14b. 2615Mvar 14c. $9364yd^3/s$ 16a. 5715tons 16b. ～57 000tons 16c. $21.6m^3/s$ 17. $0.43m^3/s$ 18a. 1.86×10^{13} J，1.76×10^{10} Btu 18b. 0.207g 19a. 90.6TW·h 19b. 10.34GW 20. 1580MW

第 25 章

7. −2500 9. 750A 10a. 5092MW
10b. 151. 8MW 10c. ～3％ 11a. 5700V，114kW；4500V，450kW；3000V，600kW；1500V，450kW 12. 0° 13a. 5992V，126kW；5692V，720kW；4243V，1200kW；1897V，720kW
14. E_R 滞后 α18. 4° 15a. 6577V，9000V 15b. 0°
16a. 5692V 16b. no 17a. −240kvar 17b. 139. 2A
17c. 290. 6kvar 17d. 50. 6kvar 17e. 802kV・A
17f. 5759V 17g. 6251V，868kW 18. 20. 3° 19. 4Ω，2Ω，37. 5kΩ 21a. 421MW 21b. 1074A
21c. 148. 8Mvar 21d. 74. 3Mvar 22a. 22Ω，100Ω，1500Ω 22b. 119kV 22c. 45A 22d. 9Mvar
22e. 34. 6kW 23a. 648. 5A

第 26 章

3. 2μΩ 6. 17. 5kV 8a. 48. 8kV 8b. 零 9a. 12 000A
9b. 960MW 9c. 4800J 11. 5 and 7 12. 1. 2Ω，3. 18mH 13a. 25A，35A 13b. 10A 13c. 0. 5A
14. 9. 74A 15a. 不危险 15b. 危险 17a. 115. 6A，124. 7A，31. 6A 17b. 2A 17c. 81. 8％ 滞后
18a. 777A 18b. 67. 3A，86. 8％ 21b. 17. 5kA
21c. 是

第 27 章

2. $28. 40 5. $1470 7. 4. 33MW 8a. 3975GW・h
8b. 159 百万美元 9a. 72kyat，104kV・A
9b. 75kW，52kvar 9c. 12. 5％ 10a. 243kvar
10b. 32％ 11a. 46. 64 $/h 11b. $4205
12a. 30cent/kW・h 12b. 2. 4cents
13. 6. 45cent/kW・h 15. 10r/min 16. 1800W
17a. 表上显示增加 10％ 17b. 不影响
18. ±5. 6kW・h

第 28 章

5a. ～45kV 5b. ～492A 6a. 150MW 6b. 200A
7a. 600A，57. 6MW 10a. 400A 10b. 64kV
11. 1800A，1000Mvar 12. 45kW 13. 4050A
14a. 2. 9in^2 14b. 13. 38Ω 14c. 43. 4MW
14d. 426kV 14e. 94. 7％ 15a. 360Hz，720Hz
15b. 9Ω，11Ω 15c. 150kV 16a. 17. 7A
16b. 20kV 16c. 159V

第 29 章

2. GTO 的最大开关频率在 2kHz 内 3. 1380Hz
4. 967A 6a. 1870V 6b. 1470V 7. 8. 33ms
10. 879A 11. 1406A 12. 4. 5mH，221μΩ
13. 2159V 14. 5. 52MW 16. 80. 2A
17. 46. 3A・h 18. 6s 19a. 5. 57kV 19b. 2. 7MV・A
19c. 24kV 19d. 26. 4kV 19e. 14. 4kV，33. 7kV

第 30 章

1a. 36. 0A 1b. 60Hz 1c. 300Hz 2. 62. 2V
3. 12. 9％ 4a. 1000A 4b. 29. 4％ 5a. 1843kW
5b. 48. 7kW 5c. 110kW 6a. 84. 8％ 6b. 30. 1kW
6c. 73. 8％ 7. 141A 8a. 4163V 8b. 1082V
9a. 71. 7A 9b. 7. 86A 9c. 72. 1A 9d. 721V
9e. 154V 10. 21. 6W 11. 124. 4V 12. 58. 6A
13a. 95. 4A 13b. ≈0A 13c. 18. 7A 14a. 110A
14b. 0A 14c. 21. 6A 15a. 70. 7A 15b. 67. 5A
15c. 21. 1A 15d. 31. 4％ 16a. 9. 6Ω 16b. 1443A
17a. 85. 6A 17b. $I_5=0$；$I_3=24.7$A 18a. 50Hz；350Hz 18b. 601V；240V 18c. 647V 18d. 601V
19a. $E_5=46.8$V；$E_7=15.3$V；$E_{11}=107$V；$E_{13}=323$V 19b. 344V 19c. 55. 1A 20. 83. 5A peak；−32. 4° 21a. 35. 36V；0° 21b. 31. 8V 21c. 50V
21d. 15. 4V

第 31 章

1. 见 31. 2 节 2. 见 31. 2 节 3. 见 31. 2 节
4. 见 31. 15 节 5. 见 31. 3 和 31. 9 节
6. 见 31. 4 节 7. 见 31. 14 节
8. 见 31. 19 和 31. 21 节

工程应用问题答案

第 1 章

94. 0.926pu 95. 0.208pu 1.416pu
97. 6.0pu 0.39pu

第 2 章

21a. $-E_1+IR=0$ 21b. $-E_1$ $IR=0$ 21c. $E_1+IR=0$ 21d. $-E_2+E_1-IR=0$ 22a. $I=-3\text{A}$ 22b. $I=-13\text{A}$ 22c. $I=9\text{A}$ 23a. $-10-5I_1=0$；$5I_1+2I_2=0$；$I_1+I_3=I_2$ 23b. $-98-7I_3+42I_1=0$；$-42I_1+15I_2=0$；$I_1+I_2+I_3=0$ 23c. $-48+6I_3-4I_2=0$；$4I_2+(7+12)I_1=0$；$I_3+I_2-I_1=0$ 23d. $-40-12I_4+4I_3+60=0$；$-6I_2+2I_1=0$；$I_1+I_2+I_3+I_4=0$ 24a. 0.25Hz 24b. 1000W 24c. 2000J 24d. 500W 24e. 70.7V 24f. 70.7V 24g. 50V 25a. 0.125Hz 25b. 1000W 25c. 4000J 25d. 500W 25e. 70.7V 25f. 70.7V 25g. 0V 26a. $E_{21}+20I_1=0$；$I_3=I_1+I_2$；$E_{21}+I_2(50j)=0$ 26b. $E_A+20I_1=0$；$E_A+I_2(-30j)=0$；$I_3=I_1+I_2$ 26c. $E_{21}+20I_1=0$；$E_{21}-I_2(-30j)=0$；$I_1=I_3+I_2$ 26d. $E_{ba}-20I_1=0$；$E_{ba}+60jI_2=0$；$E_{ba}-E_A-I_3(-30j)=0$；$I_4+I_1+I_3=I_2$ 26e. $E_{ab}+(7-24j)I=0$；$E_{ac}+(-24j)I=0$；$E_{bc}-7I=0$ 26f. $E_{21}+E_B-I(40j-45j)=0$；$E_{13}+40jI-E_B=0$；$E_{23}-I(-45j)=0$ 26g. $-E_3+40jI_3+E_{32}=0$；$-E_3+E_{12}=0$；$E_{23}-30I_2=0$；$E_{23}+40jI_1=0$；$I_2+I_3=I_1$

第 3 章

24. 52 070 Btu，7.63h 25. 涂铅漆后，变压器温度升高 26. 52.9kW 27. ～47 ℃

第 4 章

24a. 480A 24b. 15 319W 24c. 5520W 25. 203.5W/kg 26. 1385N·m 27. 261.6W

第 5 章

19. 2514r/min 20a. 400 导体 20b. 85.1V 20c. 4.4mWb 21. 674ft³/min 22. 21Ω 425W 23. 0.0273pu 0.003 46pu

第 6 章

24. 310kg 25. 52.8mΩ 26. 4.78kg 27. 915W 224V 28. No. 2AWG 29. 0.81V 223W/m 30. $t_2=R_2/R_1(228+ti)-228$ 31. 1948ft/min 22mi/h 32a. 0.006 14Ω 32b. 0.092V 32c. 1.29V 32. d. 38.7W 32e. 1.33N 32f. 0.528J 32g. 26.4W 32h. 5.8%

第 7 章

24. 345 微法拉 25a. 650V 25b. 72.9J 26. 68 000Ω 3.4W 27a. 288A 27b. 0.2MW 1.0Mvar 27c. 2.8MW，1.0Mvar，3MV·A 27d. 10 300V 28a. 1976W，1796var 28b. 9.63A 28c. no 29a. 20.83A 29b. 16.7A

第 8 章

28. 24A$I_c=0$ 29. 16A，16A，27.7A 30. 156.6kW 31. 55.4A，48A 32. 100kW 33. 1359lb/h 34a. 31.88kW 34b. 38.41kV·A 34c. 48.2A 35a. 332A 35b. 602kvar 35c. 25.8°

第 9 章

7. 245 匝，980 匝 8a. 33.87Ω 8b. 30.5Ω，80.9mH 8c. 64.3° 9. $\Phi=0.657\text{mWb}$. $\Phi_{m1}=0.516\text{mWb}$，$\Phi_{f1}=0.141\text{mWb}$ 10. 330V/120V 变压器最合适。330V 绕组口应接 40 微法拉电容。

第 10 章

34. 0.023Ω 35. 217mm² 36. 85W/kg，225W/kg 37. 72V，16.7A

第 11 章

12. 13.88V 13. 低压绕组绕在 120V 绕组上 14a. 15.15V 14b. 5.31V 14c. ～2300V

第 12 章

10. 1.3A 11. $177 13b. 465V 13c. 12.9° 14. 121A 125.8kV·A 15. 变压器 41.9kV·A，电动机 33.8kV·A

第 13 章

35a. 温度下降 35b. 起动转矩增加 35c. 温度稍有上升 36a. 90 coils 36b. 30 36c. 5 36d. 266mm 36e. 108 100mm² 36f. 58.4mWb 37. 1196r/min 38. 14.9N 39. 2340r/min，3660r/min 40. 转子发出有功功率 41a. 18.9Hz 41b. 605kW

第 14 章

27. 每年 4 次，每 4.5 年 1 次 28. $17 900 29. $670 30. 9Ω 31a. R=0.0547ΩX=0.162Ω 31b. 1493A 31c. 1118ft·lbf 31d. 93% 32. 0.39pu 8.47pu 2.88pu 1.36pu

第 15 章

9a. 15.9mH，292mH 9b. 5Ω，91.7Ω 9c. 212V 10a. 8Ω，147Ω 10b. 19.2N·m，6.3hp

第 16 章

27a. 43.5hp 27b. 最大为 120℃ 28a. 单位功率

因数时为 220MW，198MW at 90% PF
28b. 96Mvar 28c. 0.787 28d. 1.1Ω 28e. 2785kW
29a. 194 370hp 29b. 719 MJ 29c. 2279 MJ
29d. 5.67s 30. 28.6℃，2000Ω·m

第 17 章

21. 96.8A 22a. 17.57t 22b. 123gal/min
22c. 32 500lb·ft^2 22d. 260kW 22e. 97.1%
22f. 4358kvar 22g. 0.0713Ω 22h. 0.413Ω

第 18 章

18a. 3.33pu，6pu，2.22pu 18b. 12.2N·m
18c. 11.7 微法拉 19a. 10.3N·m 19b. 24.8 微法拉

第 19 章

19. 0.5227N·m，0.077 69N·m 20. 56.5Ω
21. 1.02ms 22a. 200 脉冲/每秒 22b. 22mN·m
22c. 10.5mN·m 22d. 11.5mN·m 23. 建议齿轮箱变速比为 18∶25

第 20 章

34. 稍小于 60s 35a. 4.39pu，1.32pu，35b. 14s
36a. 348W 36b. 838W，yes 37. 1747 Ω，151Ω

第 21 章

28a. 41V， 7V 28b. 26.8V 28c. 72W
29. 748.7A，137.6A 30. 147.1V 31. 所有晶闸管将损坏 32a. 78kW 32b. 1344W 32c. 52kW
32d. 1344W 32e. 104J 32f. 336 J 32g. 231J
32h. 1065W 32i. 0.395 33a. 10.5μs，49.5μs
33b. 16.67kHz 34a. 210V，yes 34b. 390V，yes
34c. 180V，负 35a. 14 μs，26 μs 35b. 26 μs，14 μs 36a. 99A 36b. 77.4A 36c. 2450V

第 22 章

23. A 端与 C 端极性相反 24. 98A，24V
25. 13A，1857V/s 26. I_a 增加，变化率为 550A/s

第 23 章

24a. 500Hz 24b. −563V 24c. 43.5° 24d. 73.7A
24e. 360Hz 24f. 3000Hz 24g. 72.5% 24h. 60A
25a. 25.8N·m，6.4N·m，25b. 21.7W 26a. 28.8N
26b. 57.6N 27a. 300r/min 27b. 16.1N·m
28. 57.2V 29a. 8258A 29b. 4129A 29c. 5839A
30a. 5.83Hz to 16.33Hz 30b. 7695kW，6786kvar
30d. 22.3h 31a. 430.8V，角度 28° 31b. 变流器吸收有功 138kW，产生无功 33.9kvar 32a. 200A
32b. 402.5A 角度 +62° 32c. 513.5V，角度 +23.2° 32d. 0.902 33a. 2.892ms，0.441ms，D=0.868 33b. 1.593ms，1.740ms，D=0.478
34a. 7.2Ω 34b. 6.26A，angle−19° 34c. 1.65A
34d. 5.95A 34e. 10.1N·m 35. 8.41A，1.03A，8.83N·m

第 24 章

21a. 59.985Hz 21b. 26 993cycles 21c. 27 000cycles
21d. 116ms 22. 15hp 23. ～20hp 24. 552W/m^2
25. 520W 26a. 1780kN·m 26b. 4021hp
27a. 872kV·A 27b. 730A 27c. 445kvar 28a. 387kW
28b. 92，1% 29. 38.4r/min 30. 24.6 31. 7.5kW
32. 2.5MW 33a. 317km/h 33b. 5.0 34. 1650
35. 350 400MW·h，25.4% 36. 35% 37a. 1500r/min
37b. 1800r/min 37c. 300r/min 37d. 0.2
37e. 2.5MW 37f. 0.5MW 37g. 0.5MW
37h. 16.7% 37i. 10Hz

第 27 章

19a. 748kW·h 19b. $16 380

推荐阅读







电路基础（原书第5版）

作者：（美）Charles K. Alexander 等 译者：段哲民 等 ISBN：978-7-111-47088-0 定价：129.00元

本书是电类各专业“电路”课程的一本经典教材，被美国众多名校采用，是美国最有影响力的“电路”课程教材之一。本书每章开始增加了中文“导读”，适合用做高校“电路”课程双语授课或英文授课的教材。本书前4版获得了极大的成功，第5版以更清晰、更容易理解的方式阐述了电路的基础知识和电路分析方法，并反映了电路领域的最新技术进展。全书总共包括2447道例题和各类习题，并在书后给出了部分习题答案。

交直流电路基础：系统方法

作者：（美）Thomas L. Floyd 译者：殷瑞祥 等 ISBN：978-7-111-45360-4 定价：99.00元

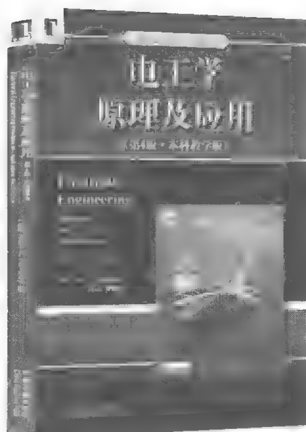
本书是知名作者Folyd的最新力作，在国外被广泛使用。本书系统介绍了直流和交流电路理论，强调直流/交流电路基本概念在实际系统中的应用。全书丰富的实例，有助于学生的理解系统模块、接口和输入/输出信号之间的关系。书中实例使用Multisim进行仿真，并提出在模拟电路与系统和排除故障中存在的问题及解决方法。本书可作为电子信息、电气工程、自动化等电类专业的电路课程教材。

应用电路分析

作者：（美）Matthew N. O. Sadiku 等 译者：苏育挺 等 ISBN：978-7-111-47077-9 定价：99.00元

本书可作为高等院校电类专业“电路分析”课程的教材，以更清晰、生动、易于理解的方式来阐述电路分析的方法。全书分为两部分，第一部分包括第1~10章，主要介绍直流电路；第二部分包括第11~19章，主要介绍交流电路。本书可以作为大学两学期或三学期的教材，授课教师也可选择适当的章节，将其用作一学期课程的教材。

推荐阅读







电工学原理及应用

作者：Allan R. Hambley ISBN：978-7-111-29336-1定价：59.00元

本书基于该书第4版进行改编，保留其中的基本内容，压缩或删除了一些高级内容。第4版还为教师和学生提供了功能强大的网络信息资源套装，详情请登录培生教育的工程实验室网站http://www.myengineeringlab.com。本书适用于化工、生物、土木工程等非电专业学生的“电工学”课程，也可以作为电气工程、计算机、自动化等专业学生的专业导论课程的参考教材。

高电压技术

作者：王伟 屠幼萍 ISBN：978-7-111-33081-3 定价：28.00元

本书着重介绍高电压技术最基本的概念、理论和实用方法，主要内容包括气体放电的基本物理过程，气体介质的电气强度，高电压绝缘中气体、固体、液体和组合绝缘的电气特性，电气设备绝缘预防性试验，电气设备绝缘在线监测，输电线路和绕组中的波过程，雷电及防雷保护装置，输电线路的防雷保护，发电厂和变电站的防雷保护，电力系统内部过电压以及电力系统的绝缘配合原则等。

交流调速控制系统

作者：周元钧 ISBN：978-7-111-40951-9 定价：45.00元 2013年4月出版

本书的编写注重交流调速技术在自动化领域应用的特点，重点阐述了变频交流调速系统的原理、控制方法和系统结构,内容包括了无刷直流电动机、同步电动机、异步电动机和开关磁阻电动机构成的交流调速系统，其中重点叙述了近年来得到广泛应用的无刷直流电动机。该书的突出特点是加强了变频交流调速的基础知识，针对的是采用现代电力电子和微处理器的控制方法，还介绍了部分航空航天领域的应用技术和实例。

[General Information]
□□=□□□□□□□□□□□□□□6□=Electrical Machines,Drives and Power Systems,Sixth Edition
SS□=13742867

2.22

2.23

2.24

2.25

2.26

2.27

2.28

2.29

2.30

2.31

2.32

2.33

2.34

2.35

2.36

2.37 KVL

2.38

2.39

3

3.0

3.1

3.2

3.3

3.4

3.5

3.6

3.7

3.8

3.9

3.10

3.11

3.12

3.13

3.14

3.15

3.16

3.17

3.18

3.19

3.20

3.21

5.6 [illegible]
5.7 [illegible]
5.8 [illegible]
5.9 [illegible]
5.10 [illegible]
5.11 [illegible]
5.12 [illegible]
5.13 [illegible]
5.14 [illegible]
5.15 [illegible]
5.16 [illegible]
5.17 [illegible]
5.18 [illegible]
5.19 [illegible]
5.20 [illegible]
5.21 [illegible]
5.22 [illegible]
5.23 [illegible]
5.24 [illegible]
[illegible]
[illegible]6[illegible] [illegible]
6.0 [illegible]
6.1 [illegible]
6.2 [illegible]
6.3 [illegible]
6.4 [illegible]
6.5 [illegible]
6.6 [illegible]
6.7 [illegible]
6.8 [illegible]
6.9 [illegible]
6.10 [illegible]
[illegible]
[illegible]7[illegible] [illegible]
7.0 [illegible]
7.1 [illegible]
7.2 [illegible]
7.3 [illegible]
7.4 [illegible]
7.5 [illegible]
7.6 [illegible]
7.7 [illegible]
7.8 P[illegible]Q[illegible]S[illegible]

7.9 □□□□
7.10 □□□□□
7.11 □□□□□□□□□□
7.12 □□□□□□□□□
7.13 □□□□□□□□□
7.14 □□□□□□□□□□□□□□□□□□
7.15 □□□□□□□
7.16 □□□□□□□□□□□□□□
7.17 □□□□□□□□□□□□□□
□□
□8□ □□□□
8.0 □□
8.1 □□□□
8.2 □□□□□
8.3 □□□□□□□□□
8.4 □□□□□
8.5 □□□□□□□□□□
8.6 □□□□□
8.7 □□□□□□□□□□
8.8 Y□□
8.9 □□□□
8.10 △□□
8.11 □□□□□□□□□
8.12 □□□□□□□□□□□□□□□□
8.13 □□□□□□□
8.14 □□□□
8.15 □□
8.16 □□□□□
8.17 □□□□□□□□□
8.18 □□□□□□□□□□□□
8.19 □□□□□□□□□□□□
8.20 □□□□□
8.21 □□□□□□□□
□□
□9□ □□□□□
9.0 □□
9.1 □□□□□□□□
9.2 □□□□□□□□□
9.3 □□□□□
9.4 □□□□□□
9.5 □□□□□□
9.6 □□□□□□□□□□□□□
9.7 □□□□□□□□□□□□□

23.33 □□□□
23.34 □□□□□□□□□□
23.35 □□□□□□□
23.36 □□□□□
23.37 □□□□□□
23.38 □□□□□□□□□
23.39 □□□□□□□□□□
23.40 □□□□□□□□
23.41 □□□□□□□□□□□
23.42 □□

□□

□□□□ □□□□

□24□ □□

24.0 □□
24.1 □□□□□□□
24.2 □□□□□
24.3 □□□□□
24.4 □□□□□□□□
24.5 □□□□□□□
24.6 □□□□
24.7 □□□□□□

□□□

24.8 □□□□□
24.9 □□□□□
24.10 □□□□□□
24.11 □□□□□□
24.12 □□□□□□
24.13 □□□
24.14 □□□
24.15 □□□
24.16 □□□
24.17 □□□□□□□□□□
24.18 □□□□□□

□□□

24.19 □□□□□□□□□□
24.20 □□□□
24.21 □□□□□□□□□
24.22 □□□□
24.23 □□□□□□□
24.24 □□□□□□□□
24.25 □□□□□□□□
24.26 □□□□□□□□□□□
24.27 □□□

□□□□□
24.28 □□□□
24.29 □□□□□
24.30 □□□□□□□□□□
24.31 □□□□□□□□□□□□
24.32 □□□□□□□□□□□□
24.33 □□□□□□□□□□□□
24.34 □□□□□□□□□□
24.35 □□□□□
□□
□25□ □□
25.0 □□
25.1 □□□□□□□□□□
25.2 □□□□□
25.3 □□□□
25.4 □□□□□□□□□□□
25.5 □□□□
25.6 □□□□□
25.7 □□-□□□□□
25.8 □□
25.9 □□
25.10 □□□□□□□□
25.11 □□□□□□□
25.12 □□□□□□□□□□□BIL□
25.13 □□
25.14 □□
25.15 □□□□□□□□□
25.16 □□□□
25.17 □□□□□
25.18 □□□□□□□
25.19 □□□□□□□□□□□□□□
25.20 □□□□
25.21 □□□□
25.22 □□□□□□□□
25.23 □□□□□□□□□□
25.24 □□□□□□
25.25 □□□□□□□
25.26 □□□□□□□□□□□
25.27 □□□□□
25.28 □□□□□□□□□□□
25.29 □□□□□□
□□
□26□ □□□□

31.14 [illegible]

31.15 PLC[illegible]

[illegible]

31.16 PLC[illegible]

31.17 [illegible]

31.18 [illegible] PLC

31.19 PLC[illegible]

31.20 PLC[illegible]

31.21 [illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]